

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-127675

(43)Date of publication of application : 11.05.2001

(51)Int.Cl.

H04B 7/06

H04B 7/26

H04J 13/00

(21)Application number : 2000-282674

(71)Applicant : TEXAS INSTR INC <TI>

(22)Date of filing : 14.08.2000

(72)Inventor : DABAK ANAND G
ONGGOSANUSI EKO N

(30)Priority

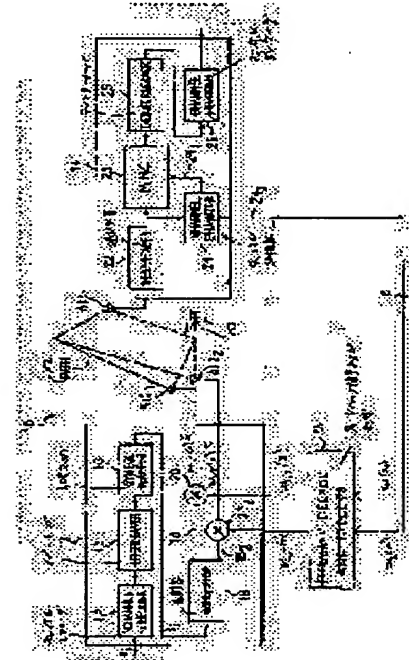
Priority number : 1999 148972 Priority date : 13.08.1999 Priority country : US

(54) CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS WIRELESS SYSTEM WITH CLOSED LOOP MODE USING 90-DEGREE PHASE ROTATION AND BEAM FORMER CONFIRMATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a system that uses a comparatively simple algorithm to decode a signal with high accuracy in response to a Doppler fading velocity when transmission antenna diversity is employed for the CDMA system.

SOLUTION: A user station 12 of the wireless communication system 10 is provided with an inverse spread circuit 22 that receives slots sent from at least two transmission antennas of a transform station 14 to spread the slots inversely. The slots include 1st and 2nd channel including different pilot symbols, respectively. The user station 14 is provided with a circuit 50 that measures the values of the 1st and 2nd channels for each prescribed slot from the respective 1st and 2nd transmission channels. Furthermore, the user station 14 is provided with a circuit 52 that measures a phase difference for each prescribed slot in response to the 1st and 2nd channel measured values and in response to the rotation of a prescribed slot by 90 degrees with respect to the slot received by the inverse spread circuit 22 just before the prescribed slot.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-127675

(P2001-127675A)

(43) 公開日 平成13年5月11日 (2001.5.11)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 B 7/06

H 0 4 B 7/06

7/26

7/26

D

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

審査請求 未請求 請求項の数32 O L 外国語出願 (全 93 頁)

(21) 出願番号 特願2000-282674(P2000-282674)

(22) 出願日 平成12年8月14日(2000.8.14)

(31) 優先権主張番号 1 4 8 9 7 2

(32) 優先日 平成11年8月13日(1999.8.13)

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 590000879

テキサス インスツルメンツ インコーポ
レイテッドアメリカ合衆国テキサス州ダラス, ノース
セントラルエクスプレスウェイ 13500

(72) 発明者 アナンド ジー、ダバク

アメリカ合衆国 テキサス、プラノ、ケ
ンドール ドライブ 8625

(72) 発明者 エコ エヌ、オングサヌシ

アメリカ合衆国 ウィスコンシン、マジソ
ン、 ウッドビュー コート 2235、アバ
ートメント 29

(74) 代理人 100066692

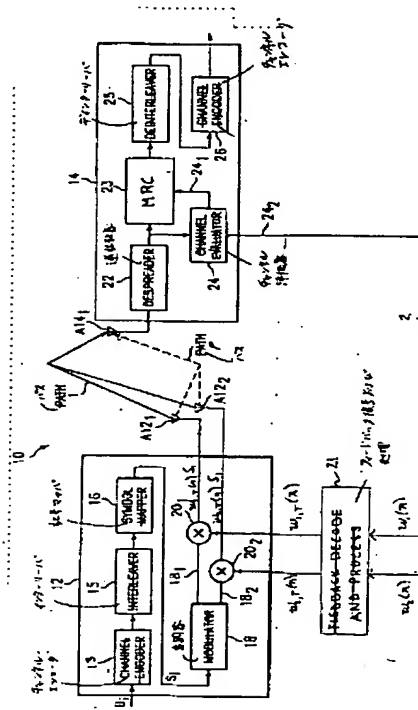
弁理士 浅村 皓 (外3名)

(54) 【発明の名称】 90度位相回転とビームフォーマ確認を用いた閉ループ・モードを持つ符号分割多元接続無線システム

(57) 【要約】

【課題】 CDMA方式に送信アンテナ・ダイバーシティを用いるとき、ドップラ・フェージング速度に応じて比較的簡単なアルゴリズムで精度よく信号を復号する装置を提供する。

【解決手段】 無線通信システム10のユーザ局12は、送信局14の少なくとも2本の送信アンテナから送られる複数のスロットを受信して逆拡散する逆拡散回路22を備える。複数のスロットはそれぞれ異なるパイロット記号を含む第1および第2のチャンネルを含む。ユーザ局14は第1および第2の送信アンテナからの所定のスロット毎にそれぞれ第1および第2のチャンネル測定値を測定する回路50を備える。またユーザ局14は、所定のスロットについての第1および第2のチャンネル測定値に応じて、また所定のスロットの直前に逆拡散回路22が受信したスロットに対して所定のスロットが90度回転するとこれに応じて所定のスロット毎に位相差値を測定する回路52を備える。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ユーザ局を含む無線通信システムであって、前記ユーザ局は、

逆拡散回路であって、送信局の少なくとも第1の送信アンテナと第2の送信アンテナから送られる複数のスロットを受信して逆拡散し、前記複数のスロットはそれぞれパイロット記号の第1の集合を含む第1のチャンネルとパイロット記号の第2の集合を含む第2のチャンネルを含む、逆拡散回路と、

前記第1の送信アンテナからの複数のスロット内の所定のスロット毎に、また前記所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に応じて、第1のチャンネル測定値を測定する回路と、

前記第2の送信アンテナからの複数のスロット内の所定のスロット毎に、また前記所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に応じて、第2のチャンネル測定値を測定する回路と、

前記所定のスロットについての前記第1のチャンネル測定値と第2のチャンネル測定値に応じて、また前記所定のスロットの直前に前記逆拡散回路が受信したスロットに対する前記所定のスロットの90度回転に応じて、複数のスロット内の所定のスロット毎に位相差値を測定する回路と、を備える無線通信システム。

【請求項2】 前記ユーザ局は前記位相差値を表す少なくとも1つの重み値を前記送信局に送信する回路を更に備え、これにより前記送信局は前記少なくとも1つの重み値に応じて少なくとも1つの追加のスロット内の記号に重みを付けて少なくとも1つの追加のスロットを前記ユーザ局に送信することができる、請求項1に記載の無線通信システム。

【請求項3】 パイロット記号の前記第1の集合は重みの付かない記号を含み、パイロット記号の前記第2の集合は重み付きの記号を含む、請求項2に記載の無線通信システム。

【請求項4】 位相差値を測定する前記回路は、前記複数のスロット内の第1のスロットに関して、第1の事例では、前記第1のチャンネル測定値と第2のチャンネル測定値に応じる複素点乗積の実数部がゼロ以上かどうかに応じて位相差値を測定し、

位相差値を測定する前記回路は、前記複数のスロット内の第1のスロットに関して、前記第1のスロットの直後の第2の事例では、前記第1のチャンネル測定値と第2のチャンネル測定値に応じる複素点乗積の虚数部がゼロ以下かどうかに応じて位相差値を測定する、請求項3に記載の無線通信システム。

【請求項5】 前記ユーザ局は、前記複数のスロット内の所定のスロット毎に、前記送信局が前記第2の送信アンテナで送信する所定のスロットの重み付き記号に与えられる位相差重み値を推定するビームフォーマ確認回路を更に備える、請求項3に記載の無線通信システム。

【請求項6】 前記所定のスロット毎の重み付き記号は重み付きパイロット記号を含み、

前記ビームフォーマ確認回路は、前記複数のスロット内の所定のスロット毎に、前記所定のスロットの重み付きパイロット記号に応じて、また前記第2のチャンネル測定値と前記所定のスロットについての前記第2の送信アンテナから受信したパイロット記号の前記第2の集合との積に応じて、前記位相差重み値を推定する、請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項7】 前記積は前記第2のチャンネル測定値に応じ、すなわち前記積は前記所定のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付けに応じ、更に前記所定のスロットの前に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値と、前記所定のスロットの後に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値に更に応じる、請求項6に記載の無線通信システム。

【請求項8】 前記ユーザ局は所定のスロットの測定された位相差値を記憶する回路を更に備え、

また前記ビームフォーマ確認回路は、前記所定のスロットの直後の複数のスロット内のスロットについて、またフィードバック誤りの確率と前記記憶された位相差値の測定値に応じて、前記位相差重み値を推定する、請求項7に記載の無線通信システム。

【請求項9】 前記ビームフォーマ確認回路は前記複数のスロット内の第1のスロットに関して、第1の事例では、第1の位相差値と第2の位相差値から成る2つの位相差値の一方に応じて経験的に検出する確率を最大にするよう、前記第1のスロット内の重み付き記号に与えられる第1の位相差重み値を推定し、

前記ビームフォーマ確認回路は前記複数のスロット内の第2のスロットに関して、前記第1の事例の後の第2の事例では、第3の位相差値と第4の位相差値から成る2つの位相差値の一方に応じて経験的に検出する確率を最大にするよう、前記第2のスロット内の重み付き記号に与えられる第2の位相差重み値を推定し、

前記第3および第4の位相差値は前記第1および第2の位相差値とは異なる、請求項6に記載の無線通信システム。

【請求項10】 前記ビームフォーマ確認回路は、前記複数のスロット内の所定のスロット毎に、所定のスロットの重み付きパイロット記号の複素点乗積に応じて位相差重み値を推定し、前記積は前記第2のチャンネル測定値と前記所定のスロットについての前記第2の送信アンテナから受信した重み付きパイロット記号に応じる積であり、

前記ビームフォーマ確認回路は、前記複素点乗積の実数部がゼロ以上であるかどうかに応じて第2の位相差重み値を推定し、

前記ビームフォーマ確認回路は、前記複素点乗積の虚数

部がゼロ以下であるかどうかに応じて第1の位相差重み値を推定する、請求項9に記載の無線通信システム。

【請求項11】 前記ビームフォーマ確認回路は、前記第1の位相差重み値と前記第2の位相差重み値の平均として前記位相差重み値を推定する、請求項10に記載の無線通信システム。

【請求項12】 前記積は前記第2のチャンネル測定値に応じ、すなわち前記積は前記所定のスロットの前記第2のチャンネル測定値の重み付けに応じ、更に前記所定のスロットの前に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値と、前記所定のスロットの後に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値に更に応じ、請求項11に記載の無線通信システム。

【請求項13】 前記ユーザ局は所定のスロットの測定された位相差値を記憶する回路を更に備え、前記ビームフォーマ確認回路は、前記所定のスロットの直後の複数のスロット内のスロットについて、またフィードバック誤りの確率と前記記憶された位相差値の測定値に応じて、前記位相差重み値を推定する、請求項12に記載の無線通信システム。

【請求項14】 前記ユーザ局は、前記第1の送信アンテナおよび第2の送信アンテナから受信した同じタイム・スロットに対応するスロットのチャンネル推定値を決定する回路を更に備え、また前記チャンネル推定値は第1の加数と第2の加数の和に応じて決定され、前記第1の加数は前記第2のチャンネル測定値と第2の位相差重み値に応じる第1の積を含み、前記第2の位相差値は前記第1の位相差値の重み値に対して基準化されており、前記第2の加数は前記第1のチャンネル測定値と第1の位相差重み値に応じる第2の積を含む、請求項10に記載の無線通信システム。

【請求項15】 前記ユーザ局は、前記第1の送信アンテナおよび第2の送信アンテナから受信した同じタイム・スロットに対応するスロットを前記チャンネル推定値に応じて処理する最大比結合回路を更に備える、請求項14に記載の無線通信システム。

【請求項16】 前記第1の積は前記第2のチャンネル測定値に応じ、すなわち前記第1の積は前記所定のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付けに応じ、更に前記所定のスロットの前に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値と、前記所定のスロットの後に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値に更に応じ、前記第2の積は前記第1のチャンネル測定値に応じ、すなわち前記積は前記所定のスロットの前記第1のチャンネル測定値の重み付けに応じ、更に前記所定のスロットの前に受信した複数のスロットについての前記第1のチ

ャンネル測定値の重み付き測定値と、前記所定のスロットの後に受信した複数のスロットについての前記第1のチャンネル測定値の重み付き測定値に更に応じる、請求項14に記載の無線通信システム。

【請求項17】 前記ユーザ局は、前記第1の送信アンテナおよび第2の送信アンテナから受信した同じタイム・スロットに対応するスロットを前記チャンネル推定値に応じて処理する最大比結合回路を更に備える、請求項15に記載の無線通信システム。

【請求項18】 前記ビームフォーマ確認回路は前記複数のスロット内の各所定のスロットに関して、4つの異なる位相差値の1つに応じて経験的に検出する確率を最大にするよう、前記所定のスロット内の重み付き記号に与えられる位相差重み値を推定する、請求項6に記載の無線通信システム。

【請求項19】 前記ビームフォーマ確認回路は、前記複数のスロット内の所定のスロット毎に、前記所定のスロットの重み付きパイロット記号の複素点乗積に更に応じて前記位相差重み値を推定し、前記積は前記第2のチャンネル測定値と前記所定のスロットについて前記第2の送信アンテナから受信した重み付きパイロット記号に応じる積であり、

前記ビームフォーマ確認回路は、4つの異なる位相差値の1つをそれぞれ対応する被乗数として前記積に掛ける回路を更に含み、

前記ビームフォーマ確認回路は、最大の積を得る対応する被乗数として前記位相差重み値を推定する、請求項18に記載の無線通信システム。

【請求項20】 前記積は前記第2のチャンネル測定値に応じ、すなわち前記積は前記所定のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付けに応じ、また前記所定のスロットの前に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値と、前記所定のスロットの後に受信した複数のスロットについての前記第2のチャンネル測定値の重み付き測定値に更に応じる、請求項19に記載の無線通信システム。

【請求項21】 前記ユーザ局は所定のスロットの測定された位相差値を記憶する回路を更に備え、前記ビームフォーマ確認回路は、前記所定のスロットの直後の複数のスロット内のスロットについて、またフィードバック誤りの確率と前記記憶された位相差値の測定値に応じて、前記位相差重み値を推定する、請求項20に記載の無線通信システム。

【請求項22】 前記ユーザ局は前記第1の送信アンテナおよび第2の送信アンテナから受信した同じタイム・スロットに対応するスロットのチャンネル推定値を決定する回路を更に備え、また前記チャンネル推定値は第1の加数と第2の加数の和に応じて決定され、前記第1の加数は前記第2のチャンネル測定値と第2の

位相差重み値に於ける第1の積を含み、
前記第2の位相差値は前記第1の位相差値の重み値に對して基準化されており、

前記第2の加数は前記第1のチャンネル測定値と第1の位相差重み値に於ける第2の積を含む、請求項19に記載の無線通信システム。

【請求項23】 前記ユーザ局は、前記第1の送信アンテナおよび第2の送信アンテナから受信し同じタイム・スロットに對するスロットを前記チャンネル推定値に於て処理する最大比結合回路を更に備える、請求項22に記載の無線通信システム。

【請求項24】 前記第1の積は前記第2のチャンネル測定値に於て、すなわち前記第1の積は前記所定のスロットに於ける前記第2のチャンネル測定値の重み付けに於て、また前記所定のスロットの前に受信した複数のスロットに於ける前記第2のチャンネル測定値の重み付け測定値と、前記所定のスロットの後に受信した複数のスロットに於ける前記第2のチャンネル測定値の重み付け測定値に更に於て、

前記第2の積は前記第1のチャンネル測定値に於て、すなわち前記積は前記所定のスロットに於ける前記第1のチャンネル測定値の重み付けに於て、また前記所定のスロットの前に受信した複数のスロットに於ける前記第1のチャンネル測定値の重み付け測定値と、前記所定のスロットの後に受信した複数のスロットに於ける前記第1のチャンネル測定値の重み付け測定値に更に於ける、請求項22に記載の無線通信システム。

【請求項25】 前記ユーザ局は、前記第1の送信アンテナおよび第2の送信アンテナから受信し同じタイム・スロットに對するスロットを前記チャンネル推定値に於て処理する最大比結合回路を更に備える、請求項24に記載の無線通信システム。

【請求項26】 前記第1のチャンネル測定値と第2のチャンネル測定値と位相差値は、ドップラー・フェージングの第1の速度に於て第1の閉ループ動作モードで測定され、また前記ユーザ局はドップラー・フェージングの第2の速度に於て第2の閉ループ動作モードで動作する回路を更に含む、請求項1に記載の無線通信システム。

【請求項27】 前記ユーザ局は、前記第2の閉ループモードで振幅および位相訂正ビットを前記送信局に送信する回路を更に含む、前記送信局は前記振幅および位相訂正ビットに於て少なくとも1つの追加スロットを前記ユーザ局に送信する、請求項26に記載の無線通信システム。

【請求項28】 送信局を更に含む、前記送信局は、少なくとも1つの重み値に於けるフィードバック・チャンネル重み値に於て重み付け記号を形成するための、記号に重みを付ける回路と、

スロット内の重み付け記号を前記ユーザ局に送信する回

路と、を備える、請求項3に記載の無線通信システム。

【請求項29】 送信局を更に含む、前記送信局は、前記ユーザ局が2つの逐次のタイム・スロットで受信する2つのスロットに於て前記ユーザ局から前記送信局に送る2つの重み値の平均により決まるフィードバック・チャンネル重み値に於て重み付け記号を形成するための、記号に重みを付ける回路と、

スロット内の重み付け記号を前記ユーザ局に送信する回路と、を備える、請求項3に記載の無線通信システム。

【請求項30】 前記ユーザ局はWCDMAユーザ局を含む、請求項1に記載の無線通信システム。

【請求項31】 ユーザ局を含む無線通信システムであつて、前記ユーザ局は、

逆拡散回路であつて、送信局の少なくとも第1の送信アンテナと第2の送信アンテナから送られる複数のスロットを受信して逆拡散し、前記複数のスロットはそれぞれパイロット記号の第1の集合を含む第1のチャンネルとパイロット記号の第2の集合を含む第2のチャンネルを含む、逆拡散回路と、

前記第1の送信アンテナからの複数のスロット内の所定のスロット毎に、また前記所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に於て、第1のチャンネル測定値を測定する回路と、

前記第2の送信アンテナからの複数のスロット内の所定のスロット毎に、また前記所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に於て、第2のチャンネル測定値を測定する回路と、

前記所定のスロットに於ける前記第1のチャンネル測定値と第2のチャンネル測定値に於て、また前記所定のスロットの直前に前記逆拡散回路が受信したスロットに對する前記所定のスロットの所定の度の回転に於て、複数のスロット内の所定のスロット毎に位相差値を測定する回路と、

前記複数のスロット内の所定のスロット毎に、前記送信局が前記第2の送信アンテナで送信した所定のスロットのパイロット記号の第1の集合に与えられる位相差重み値を推定するビームフォーマ確認回路と、を備える無線通信システム。

【請求項32】 無線通信システムを操作する方法であつて、

送信局の少なくとも第1の送信アンテナと第2の送信アンテナから送られる複数のスロットを受信して逆拡散し、また前記複数のスロットはそれぞれパイロット記号の第1の集合を含む第1のチャンネルとパイロット記号の第2の集合を含む第2のチャンネルを含む、

前記第1の送信アンテナからの複数のスロット内の所定のスロット毎に、また前記所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に於て、第1のチャンネル測定値を測定し、

前記第2の送信アンテナからの複数のスロット内の所定

のスロット毎に、また前記所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に応じて、第2のチャンネル測定値を測定し、
前記所定のスロットについての前記第1のチャンネル測定値と第2のチャンネル測定値に応じて、また前記所定のスロットの直前に前記逆拡散回路が受信したスロットに対する前記所定のスロットの90度回転に応じて、複数のスロット内の所定のスロット毎に位相差値を測定する、ステップを含む、無線通信システムを操作する方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は無線通信システムに関するもので、特にかかるシステムの閉ループ動作モードに関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信はビジネス、個人、その他の応用に広く使われるようになり、無線通信技術は多くの分野で絶えず発達している。かかる発達の1つに、符号分割多元接続(CDMA)を含むスペクトラム拡散通信がある。この通信では、ユーザ局(例えば、ハンドヘルド・セルラ電話)は基地局と通信する。一般に基地局は「セル」に対応する。またCDMAシステムの特徴は、各信号に特有の符号を割り当てることにより共通チャンネル上で異なるデータ信号を同時に伝送することである。この特有の符号とセル内の選択されたユーザ局の符号とが一致したときに、データ信号の正しい受信者が決まる。CDMAが発展を続けた結果、次世代の広帯域CDMA(WCDMA)が出現した。WCDMAはデータ転送の2つの方式を含む。1つは周波数分割二重(FDD)方式であり、もう1つは時分割二重(TDD)方式である。

【0003】CDMA通信は無線媒体を通ることなどの種々の要因があるので、最初に基地局からユーザ局に送信された信号は多重の異なる時刻にユーザ局に到着する。元は同じ信号であるが到着時刻が異なる各信号は、同じ信号であるが到着時刻の異なる他の信号に関してダイバーシティを有する、と言う。またCDMA通信には種々の型のダイバーシティが起こる。そしてCDMA技術は、信号に影響を与える1つ以上のダイバーシティに起因する各信号への影響を利用して元のデータを受信し識別するよう努める。

【0004】CDMAダイバーシティの1つの型は、基地局から送信された信号が、接触する地面や、山や、建物や、その他の物体により反射されることから起こる。その結果、同じ1つの伝送信号は多くの異なる時刻に受信ユーザ局に到着する。かかる到着が時間的に十分離れていると仮定すると、それぞれの異なる到着信号は、異なるチャンネルを進んで異なる「パス」として到着する、と言う。かかる多重信号をこの技術では多重パスま

たはマルチパスと呼ぶ。結局複数のマルチパスがユーザ局に到着し、各パスが進むチャンネルに従って各パスの位相、振幅、信号対雑音比(SNR)は異なる。したがって、1つの基地局から1つのユーザ局への1つの通信毎に、各マルチパスは元の送信データと同じものであり、各パスは到着時刻の差に起因する他のマルチパスに対して時間ダイバーシティを有する、と言う。到着時刻が異なると、マルチパス毎の(相関のない)フェージング/雑音特性は異なる。マルチパスは同じユーザ・データを受信機に運ぶが、受信機は各マルチパスの到着のタイミングに基づいてこれらを別々に認識する。詳しく述べると、CDMA通信では拡散符号を用いて変調する。拡散符号は一連の2進パルスから成り、記号データより高速で進み、実際の伝送帯域幅を決定する。この符号に従って伝送されるCDMA信号の各片を「チップ」と呼出し、各チップはCDMA符号内の或る要素に対応する。したがって、チップ周波数はCDMA符号の速度を定義する。チップを用いるCDMA信号の伝送を用いると、1つ以上のこれらチップにより時間的に分離されたマルチパスを受信機は識別することができる。なぜなら、この技術で知られているようにCDMAの自己相関は低いからである。

【0005】自然現象であるマルチパス・ダイバーシティの他に、SNRを向上させることにより他のデータ精度の測度(例えば、ビット誤り率(BER)や、フレーム誤り率(FER)や、記号誤り率(SER))を改善するために、他の型のダイバーシティをCDMAシステムに組み込むことができる。かかる組み込まれたダイバーシティ方式の例としてアンテナ・ダイバーシティがある。これを挙げた理由は、後で説明する好ましい実施の形態に用いられる通信方式に関係するからである。まずアンテナ・ダイバーシティを一般的に説明すると、これはアンテナ・アレイ・ダイバーシティとも呼び、同じ局が2本以上のアンテナを用いる無線システムを指す。アンテナ・ダイバーシティが有用である理由は、異なるアンテナの間ではフェージングが独立だからである。また多重アンテナを用いる局とは、単一アンテナの移動体ユーザ局から送られる信号を多重アンテナを用いて受信する基地局を指すことが多い。ただし、最近では基地局が多重アンテナを用いて単一アンテナ移動局に信号を送るシステムも提案されている。本発明はむしろ多重送信アンテナを用いる基地局に関係するので、この場合について以下に詳細に説明する。

【0006】基地局が2本以上の送信アンテナを用いる方式を送信アンテナ・ダイバーシティと呼ぶ。移動体通信の分野での例として、或る基地局の送信機は単一アンテナの移動局に送信するための2本のアンテナを備える。基地局が送信用に多重アンテナを用いる方が、移動局が多重アンテナを用いるより良いと考えられる。その理由は、一般に移動局はハンドヘルドまたはこれと同程

10

20

30

40

50

度の装置であって、かかる装置は基地局に比べて低電力であり、また必要な処理が少ないことが望ましいからである。このように、移動局では資源を減らしたいので多重アンテナは好ましくなく、比較的高電力の基地局ではアンテナ・ダイバーシティが容易である。いずれにしても、送信アンテナ・ダイバーシティもダイバーシティの1つの形であり、受信機でのデータの精度を高めるため種々の信号を別々に処理した後に組み合わせるので、SNRは単一アンテナ通信より改善される。また送信アンテナ・ダイバーシティでは上に述べたマルチパス・ダイバーシティとは異なり、1つの局での多重送信アンテナは一般に互いに数メートル（例えば、3乃至4メートル）以内にある。この空間関係を空間ダイバーシティを与えとも言う。空間ダイバーシティの距離が決まると、各アンテナが送信する同じ信号は送信アンテナの間の距離に関係する各時刻に宛先に到着する（他のダイバーシティがないと仮定する）。しかしこれらの時間差はチップの幅よりかなり小さいので、上に述べたマルチパスと同じ方法では、到着する信号を別々に識別することができない。

【0007】送信アンテナダイバーシティ方式が発展した結果、所定の送信アンテナ・ダイバーシティにおいて受信機でのデータの認識を改善するための2つの信号通信方式が開発された。すなわち、閉ループ送信ダイバーシティと開ループ送信ダイバーシティである。閉ループ送信ダイバーシティと開ループ送信ダイバーシティは共に種々の形で実現されているが、この2つの方式の違いはフィードバックにある。特定して述べると、閉ループ送信ダイバーシティ方式はフィードバック通信チャンネルを含むが、開ループ送信ダイバーシティ方式は含まない。詳しく述べると、閉ループ送信ダイバーシティ方式の場合は、受信機は送信機から通信を受けて、受信した信号に加えられたチャンネルの影響の1つ以上の値を決定する、すなわち推定する。次に受信機はチャンネルの影響の1つ以上の表現を送信機に送信する（すなわち、フィードバックする）ので、送信機はそのチャンネルの影響に応じてその後の通信を修正することができる。本発明ではフィードバック値をビームフォーマ係数と呼ぶ。送信機はこの係数を利用して、ユーザ局に送る通信「ビーム」を形成する。

【0008】CDMAとWCDMAが発展するに従って、対応する多くの標準が開発された。例えば、WCDMAに関して開発され現在も開発途中である多くの標準は、無線通信用の第三世代パートナーシップ・プロジェクト（3GPP）であり、これは3GPP内の2システムにも反映されている。3GPPでは、WCDMA用の閉ループ・アンテナ・ダイバーシティが支援されなければならない。また過去において、3GPPは3つの異なる通信モードのどれかを用いる閉ループ動作方式を設定した。所定の時刻にどのモードを選択するかは或るユー

ザ局の受信機のドップラー・フェージング速度によって決まる。言い換えると、ユーザ局は移動体のことが多く、移動性やその他の要因のために、かかるユーザ局が基地局から受信する信号内には或る量のドップラー・フェージングが存在する可能性があるので、このフェージングが閉ループ方式の選択に影響する。フェージング速度によって3つの従来技術の動作モードの中から1つを選択するわけであるが、各モードはいくつかの点で異なる。1つの違いはユーザ局がビームフォーマ係数を量子化する方法であるが、他にもモードによる違いがある。かかる相違については後で説明する。いずれにしてもここで背景として注意すべきは、3つのモードの間には一般にトレードオフが存在し、フィードバック情報の分解度が大きいほど（従ってビームフォーマの制御のレベルが大きいほど）フィードバックと処理の遅れは大きくなる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】先行する3つのモードは、BER、FER、SNRなどの種々の測度から見た性能においてかなりのレベルに達している。しかし本発明者は、3つの方式はどれも種々の欠点を有することを確認した。例えば、ドップラー・フェージングの変化に応じて3つの異なるモードを切り替えるためのアルゴリズムはかなり複雑である。別の例として、ドップラー周波数全体にわたって従来のモード1とモード2を用いて得られるのと同等のまたはより優れた結果を、1つのモードを用いる別の方式により実現することができる。以下に述べる詳細な説明を参照して好ましい実施の形態を良く理解することにより、当業者は更に別の利点を確認することができよう。

【0010】

【課題を解決するための手段】好ましい実施の形態はユーザ局を含む無線通信システムである。ユーザ局は、送信局の少なくとも第1の送信アンテナと第2の送信アンテナから送られる複数のスロットを受信して逆拡散するための逆拡散回路を備える。複数のスロットはそれぞれパイロット記号の第1の集合を含む第1のチャンネルと、パイロット記号の第2の集合を含む第2のチャンネルを含む。またユーザ局は第1の送信アンテナからの複数のスロット内の所定のスロット毎に、また所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に応じて、第1のチャンネル測定値を測定する回路を備える。またユーザ局は、第2の送信アンテナからの複数のスロット内の所定のスロット毎に、また所定のスロット内のパイロット記号の第1の集合に応じて、第2のチャンネル測定値を測定する回路を備える。またユーザ局は、所定のスロットの第1のチャンネル測定値と第2のチャンネル測定値に応じて、また所定のスロットの直前に逆拡散回路が受信したスロットに対する所定のスロットの90度回転に応じて、複数のスロット内の所定のスロット毎に位相差

値を測定する回路を備える。

【0011】

【発明の実施の形態】図1は、好ましい実施の形態を実現することのできる、閉ループ送信アンテナ・ダイバーシティ・システム10を示す。また図1は先行方式をブロック形式で表す。したがって以下の説明では、まず好ましい実施の形態と従来の方式の両方に適用されるシステム10を一般的に検討し、次にシステム10に特定の修正を加えて好ましい実施の形態を実現する場合について説明する。

【0012】図1のシステム10は送信機12と受信機14を備える。例えば、送信機12を基地局12、受信機14を移動体ユーザ局14とする。また説明を簡単にするために、これらの各構成要素を以下に別々に説明する。システム10で実現される閉ループ方式をこの技術では送信適応アレイ (TxAA) と呼ぶことがあるが、別の閉ループ方式も当業者に知られている。

【0013】基地局12は情報ビット B_i をチャンネル・エンコーダ13の入力に受信する。ビット誤り率を改善するため、チャンネル・エンコーダ13は情報ビット B_i を符号化する。チャンネル・エンコーダ13は種々の符号化方式を用いてよく、ビット B_i に適用されるのは例えば、畳込み符号、ブロック符号、ターボ符号、連結符号、またはこれらの符号の任意の組合せなどを用いる方式である。チャンネル・エンコーダ13の符号化された出力はインターリーバ15の入力に入る。インターリーバ15は符号化されたビットのブロックに作用してこれらのビットの順序を組み替え、この操作とチャンネル・エンコーダ13の符号化とを組み合わせることで情報の時間ダイバーシティを活用できるようにする。例えばインターリーバ15が行う1つの組替え方法ではビットをマトリクス状に受信する。すなわち、ビットを行毎に受けてマトリクスにし、次にこれらのビットをマトリクスから記号マップ16に列毎に出力する。記号マップ16はこの入力ビットとを記号 (一般に S_i で示す) に変換する。変換された記号 S_i は、例えば4相位相偏移変調 (QPSK) 記号、2進位相偏移変調 (BPSK) 記号、4相振幅変調 (QAM) 記号など、種々の形をとることができる。

【0014】いずれにしても記号 S_i は、ユーザ・データ記号や、パイロット記号や、送信電力制御 (TPC) 記号などの制御記号や、速度情報 (RI) 記号などの種々の情報を表してよい。記号 S_i は変調器18に入る。変調器18は各データ記号を変調する。すなわち、データ記号と、疑似雑音 (PN) デジタル信号すなわちPN符号またはその他の拡散符号などのCDMA拡散シーケンスとを結合する、すなわち掛ける (すなわち、スペクトラム拡散方式を用いる)。いずれにしても、伝送される記号に伝送中に特有の符号を割り当てることにより、拡散シーケンスは共通チャンネルでの情報の同時伝

送を容易にする。またこの特有の符号を用いることにより、同じ帯域幅で同時に伝送される信号をユーザ局14 (またはその他の受信機) で識別することができる。変調器18は2つの出力を有する。1つは乗算器 20_1 に接続する第1の出力18₁であり、1つは乗算器 20_2 に接続する第2の出力18₂である。一般に乗算器 20_1 と 20_2 はフィードバック復号および処理ブロック21から、1つの通信スロット n について、スロット毎に復号された対応する重み値 $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ をそれぞれ受ける。

【0015】フィードバック復号および処理ブロック21は、次に説明するように値 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ に応じて値 $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ を生成する。乗算器 20_1 と 20_2 は値 $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ を、変調器18からの対応する出力18₁と18₂にそれぞれ掛け、これに応じて、乗算器 20_1 と 20_2 は送信アンテナA12₁とA12₂にそれぞれ出力を与える。ただしアンテナA12₁とA12₂は互いに約3乃至4メートル離れている。後で詳細に説明するように、従来技術の種々の動作モードを適用する際に、乗算器 20_1 の動作は基準化された値 (すなわち、 $w_{1,T}(n)$ は基準化されている) を用いるが、乗算器 20_2 の動作は或る動作モードでは単一スロットの $w_{2,T}(n)$ の値を用い、他の動作モードでは逐次受信した $w_{2,T}(n)$ の値の平均値を用いる。いずれの場合も、 $w_{2,T}(n)$ は $w_{1,T}(n)$ の基準化された値に対して相対的である。

【0016】受信機14は送信アンテナA12₁とA12₂からの通信を受信するための受信アンテナA14₁を含む。前に説明したように、かかる通信は種々のマルチパスを通り、送信アンテナA12₁とA12₂の空間的關係から、各マルチパスは送信アンテナA12₁と送信アンテナA12₂の両方からの通信を含む。図1の例は全部でP個のマルチパスを示す。受信機14内では、アンテナA14₁が受信した信号は逆拡散器22に入る。逆拡散器22は、例えばCDMA信号にユーザ局14のCDMA符号を掛けまた任意のマルチパスを分解するなど、多くの点で既知の原理に従って動作し、その出力に逆拡散された記号ストリームを記号速度で生成する。逆拡散器22に関する詳細は、アンテナA14₁が受信する情報の異なるチャンネルを分解する機能に関して後で説明する。

【0017】逆拡散器22からの逆拡散信号出力は最大比結合 (MRC) ブロック23とチャンネル評価器24に入る。後で詳細に説明するように、チャンネル評価器24は2つの異なるチャンネル決定を行う。混乱を避けるために、一方の決定をチャンネル測定と呼び、他方をチャンネル推定と呼ぶ。両決定とも、少なくとも到着する逆拡散データに基づいて行う。チャンネル評価器24は2つの出力を出す。チャンネル評価器24からの第1の出力24₁はチャンネル推定値

(以下 \hat{h}_n (山バー) と表記する) で、MRCブロック 2 3 に出力される。MRCブロックはチャンネル推定値を受けると、レーキ受信機を用いる逆拡散器 2 2 から受ける逆拡散データ記号にこの推定値を与える。しかし推定値をデータに与えるには異なる信号結合方法を用いてよい。チャンネル評価器 2 4 からの第 2 の出力 2 4₂ は前に導入した値 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ を、フィードバック・チャンネルを介して基地局 1 2 に送り返す。後で詳細に説明するように、値 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ は、チャンネル評価器 2 4 が行ったチャンネル測定に応じてチャンネル評価器 2 4 が決定する。いずれにしても、上の説明から当業者が理解するように、値 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ は上に導入した閉ループ・ビームフォーマ係数である。

【0 0 1 8】ユーザ局 1 4 の MRC ブロック 2 3 に戻って、チャンネル推定値を逆拡散データに与えた後、その結果をデインターリーバ 2 5 に出力する。デインターリーバ 2 5 はインターリーバ 1 5 の逆の動作を行い、その出力はチャンネル復号器 2 6 に接続する。チャンネル復号器 2 6 は、ビタビ復号器、ターバ復号器、ブロック復号器 (例えば、リード・ソロモン復号)、またはこの技術で知られている他の適当な復号方式でよい。いずれにしても、チャンネル復号器 2 6 はその入力に受けたデータを (一般に或る誤り訂正更符号と共に) 復号し、復号された記号のストリームを出力する。注意すべきであるが、チャンネル復号器 2 6 へのデータ入力の誤りの確率は、チャンネル復号器 2 6 で処理し出力した後の誤りの確率よりもはるかに大きい。例えば現在の標準では、チャンネル復号器 2 6 の出力の誤りの確率は 10^{-3} から 10^{-6} の間である。最後に、チャンネル復号器 2 6 からの復号された記号ストリーム出力は、ユーザ局 1 4 内の別の回路がこれを受けて処理する。ただしかかる回路は、この例示と説明を簡単にするために図 1 には示していない。

【0 0 1 9】システム 1 0 について詳細に説明したので、次に閉ループ・システムとしての動作を説明する。特定して述べると、システム 1 0 は閉ループシステムと呼ばれるが、その理由は、基地局 1 2 からユーザ局 1 4 までのデータ通信チャンネルの他に、システム 1 0 はビームフォーマ係数 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ をユーザ局 1 4 から基地局 1 2 に伝達するためのフィードバック通信チャンネルを含むからである。このように、データ通信とフィードバック通信チャンネルは環状の、したがって「閉じた」ループ・システムを生成する。また注意すべきであるが、ビームフォーマ係数 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ は種々のチャンネルの影響を反映する。例えば、ユーザ局 1 4 は基地局 1 2 から受信した信号内に或るレベルのフェージングがあることを確かめる。例えば、局所の干渉によるものやユーザ局 1 4 のドップラー速度による

(移動局だから) ものなどで、いずれにしてもフェージングはレイリー・フェージングの特性を有する。その結果、ユーザ局 1 4 がビームフォーマ係数 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ をフィードバックすると、フィードバック復号および処理ブロック 2 1 はこれらの値を処理して対応する値 $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ を生成し、乗算器 2 0₁ と 2 0₂ はこれらの値を種々の記号に与え、送信機アンテナ A 1 2₂ ($w_{2,T}(n)$ に応じて) と送信機アンテナ A 1 2₁ ($w_{1,T}(n)$ に応じて) からそれぞれの送信信号を出す。したがって、基地局 1 2 から送信される最初の記号 S_1 は、送信機アンテナ A 1 2₁ から積 $w_{1,T}(n)$ S_1 の一部として、また送信機アンテナ A 1 2₂ から積 $w_{2,T}(n)$ S_1 の一部として送信される。これらの重み付き積もそれぞれのアンテナと共に図 1 に示す。

【0 0 2 0】閉ループ送信アンテナ・ダイバーシティ・システムについて詳細に説明したので、次に上に述べた 3 G P P 標準と、或るユーザ局受信機のドップラー・フェージング速度に応じて所定のときに閉ループ・モードを選択することについて説明する。特定して述べると、次の表 1 は 3 つの異なる従来の 3 G P P 閉ダイバーシティ・モードを示し、また各モードと概略のドップラー・フェージング速度 (すなわち、周波数) との関係を示す。

従来技術のモード	ドップラー・フェージング速度, f (Hz)
1	$f > 60$
2	$10 < f < 60$
3	$f < 10$

表 1

異なるフェージング速度に応じて表 1 の従来技術の 3 つの動作モードから 1 つを選択するのであるが、その他に各モードの方法はいくつかの点において異なる。1 つの違いはビームフォーマ係数 (例えば、図 1 の $w_1(n)$ と $w_2(n)$) を量子化する方法であるが、他にもモードによる違いがある。かかる違いについて以下に詳細に説明する。

【0 0 2 1】表 1 の従来技術の動作モード 1 は、基地局 1 2 と通信する或る移動体ユーザ局 1 4 が比較的高速で移動しているときに生じるような、比較的高いドップラー・フェージング速度に用いる。高いドップラー・フェージングに対して、モード 1 は量子化の量を少なくしたビームフォーマ係数を用いる。すなわちモード 1 では、これらの係数を表すのにユーザ局は少ない数の情報量をフィードバックする。詳しく述べると、モード 1 ではユーザ局は或るビームフォーマ係数ベクトル

(以下Wと表記する) をフィードバックする。2 アンテナ*

$$W = (w_1(n), w_2(n))$$

【0022】式1で、係数 $w_1(n)$ は基地局送信アンテナA12₁に与えられ、係数 $w_2(n)$ は基地局送信アンテナA12₂に与えられる。実際にはフィードバックする情報の量を更に減らすために、 $w_1(n)$ を基準化して或る固定値にする。したがって、基地局12がこの基準化された値を知っている限りはこれをフィードバックする必要はない。つまり、 $w_1(n)$ が基準化されているときは $w_2(n)$ の値だけが変わり、またこれは固定の値 $w_{1c}(n)$ に関連しているので、 $w_2(n)$ をユーザ局14から基地局12にフィードバックする。また従来技術のモード1では、 $w_2(n)$ は2つの値の一方だけとる。したがってベクトルWの量子化は次の式2と3で表される。

$$W = (1, 0) \quad \text{式 2}$$

$$W = (1, 1) \quad \text{式 3}$$

このように、モード1では2つの値(すなわち、 $w_2(n)$ の値)の一方だけフィードバックすればよい。また注意すべきであるが式2と式3の約束では2進値を用い、また当業者が理解するように、2進0の場合は実際には-1の値が物理的フィードバック・チャンネルに与えられ、2進1の場合は実際には+1の値が物理的フィードバック・チャンネルに与えられる。最後に、 $w_2(n)$ の値(すなわち、2進の0か1)を選択する従来方法について以下に説明する。

【0023】 $w_2(n)$ を決定する従来技術のモード1は図2の拡大図を見ると理解しやすい。図2には、図1のユーザ局14のいくつかのブロックの詳細を示す。図2に、逆拡散器22に信号を与えるアンテナA14₁を再び示す。図2では逆拡散器22を拡大して、逆拡散および分解マルチパス・ブロック40を示す。ブロック40は2つの異なるチャンネルから到着する信号を逆拡散する。前に述べたように、逆拡散器22はアンテナA14₁が受信する情報の異なるチャンネルを処理する。図2では、これらの異なるチャンネルを主共通制御物理チャンネル(PCCPCH)と専用物理チャンネル(DPCH)で示す。従来技術では、PCCPCHは基地局12から全てのユーザ局(すなわち、基地局12と通信するユーザ局14およびその他の局)に同じチャンネルとして送信され、 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ に応じた重み付けはされていない。しかしDPCHはユーザ局に特有であって、 $w_1(n)$ と $w_2(n)$ に応じた重み付けがされている。PCCPCHもDPCHもフレーム書式で通信され、各フレームは多数のスロットを含む。例えばWCDMAでは、各フレームは16スロットを含む。またPC

*ナの基地局ではこの係数ベクトルを次の式1で表す。

式 1

CPCHでもDPCHでも、これらのチャンネルの各スロットは同じパイロット記号で始まり、また情報記号を含む。このように、ブロック40は各受信スロットを処理し、DPCH記号ストリームとPCCPCH記号ストリームを出力する。これらのストリームの処理について以下に説明する。

【0024】ブロック40からのDPCH記号ストリームは情報記号抽出器42とパイロット記号抽出器44に入る。ブロック42と44はその名の示すように動作して、DPCH記号ストリームからDPCH情報記号とDPCHパイロット記号をそれぞれ取り出す。本発明ではDPCH情報記号を

$$x(n)$$

(以下 $x(n)$ と表記する)で表し、DPCHパイロット記号を

$$y(n)$$

(以下 $y(n)$ と表記する)で表す。太字は本明細書の種々の値がベクトルであることを表す。DPCH情報記号 $x(n)$ は抽出器42からMRCブロック23に出力され、DPCHパイロット記号 $y(n)$ は抽出器44からチャンネル評価器24に出力される。これについては後で詳細に説明する。

【0025】逆拡散および分解マルチパス・ブロック40とその出力であるPCCPCH記号ストリームに戻ると、このストリームはPCCPCHパイロット記号抽出器46に入る。PCCPCHパイロット記号抽出器46はPCCPCH記号ストリームからPCCPCHパイロット記号を取り出す。本明細書ではPCCPCHパイロット記号を

$$z(n)$$

(以下 $z(n)$ と表記する)で表す。PCCPCHパイロット記号 $z(n)$ は抽出器46からチャンネル評価器24に出力される。これについて次に詳細に説明する。

【0026】図2のチャンネル評価器24は、抽出器46からPCCPCHパイロット記号 $z(n)$ を受けるチャンネル測定ブロック50を含む。前に述べたように、チャンネル評価器24は少なくとも到着する逆拡散データに基づいてチャンネル測定とチャンネル推定を行う。ここでブロック50がチャンネル測定を行う態様を詳細に検討する。特定して述べると、従来方法ではPCCPCHパイロット記号は基地局の異なる送信アンテナ毎に異なる。この例では、抽出されたPCCPCHパイロット記号 $z(n)$ は基地局アンテナA12₁に対応するパイロット記号の1つの集合と、基地局アンテナA12₂に対応するパイロット記号の別の集合を含む。定義によりユーザ局14は基地局12が送信するパイロット記号の値を知っているため、ブロック50は実際に受

信したパイロット記号と既知の送信パイロット記号との差から、送信アンテナ毎に実際に受信したパイロット記号の変化を反映してチャンネル測定値を決定する。本明細書では、アンテナA 1 2₁に対応するチャンネル測定値を

$$\alpha_{1,n}$$

(以下

$$\alpha$$

は α と表記する)で表し、アンテナA 1 2₂に対応するチャンネル測定値を $\alpha_{2,n}$ で表す。 $\alpha_{1,n}$ と $\alpha_{2,n}$ はチャンネル測定ブロック50からビームフォーマ係数計算ブロック52に出力される。

【0027】ビームフォーマ係数計算ブロック52は値 $\alpha_{1,n}$ と $\alpha_{2,n}$ に応じて位相差値($\phi_1(n)$ と $\phi_2(n)$ 、で示す)を計算する。ここで $\phi_1(n)$ と $\phi_2(n)$ は後で説明するように角位相差であり、2進値形式に符号化された $w_1(n)$ と $w_2(n)$ の値(または $w_1(n)$ が基準化された値のときは $w_2(n)$ の値だけ)をそれぞれ生成する。前に述べたように従来技術のモード1では $w_2(n)$ の値は2つの状態の一方だけをとる。したがって、ブロック52は $\alpha_{2,n}$ の値をこれらの2つの状態の一方にマッピングする。このマッピング機能を図3のグラフ52gに、虚軸と実軸に沿ってプロットして示す。詳しく述べると、グラフ52gは $w_2(n)$ の2つの可能な値に対応する2つの陰をつけた部分52₁と52₂を示す。これらの2つの値は $\phi_2(n)$ の2つの対応する値にマッピングする。特定して述べると、チャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域52₁内にあるときは $\phi_2(n)$ の値は0度である。 $\phi_2(n)$ のこの0度という値はビームフォーマ係数2進符号化ブロック54に出力され、ブロック54は0度という $\phi_2(n)$ の角度値を対応する2進値 $w_2(n) = 0$ に変換し、 $w_2(n) = 0$ の値を基地局12にフィードバックする。他方で、チャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域52₂内にあるときは $\phi_2(n)$ の値は π 度である。 $\phi_2(n)$ のこの π 度という値はビームフォーマ係数2進符号化ブロック54に出力され、ブロック54は π 度という $\phi_2(n)$ の角度値を対応する2進値 $w_2(n) = 1$ に変換し、 $w_2(n) = 1$ の値を基地局12にフィードバックする。

【0028】次に従来技術のモード1の別の態様に注目

$$\hat{h}_n = \alpha_{1,n} w_{1,T}(n) + \alpha_{2,n} w_{2,T}(n)$$

【0030】式4は、ユーザ局14が受信する信号内の全体の変化(すなわち、チャンネル推定 h_n (山パー)がチャンネル測定係数 $\alpha_{1,n}$ および $\alpha_{2,n}$ と、重み

する。特定して述べると、ユーザ局14は $w_2(n)$ の値を基地局12に送信するが、この送信に種々の影響が与えられることは明らかである。すなわち、ユーザ局14から基地局12へのフィードバック信号にはチャンネルの影響がある。基地局12から見たとき、ユーザ局14からの $w_2(n)$ のフィードバック送信に対応する、基地局12が実際に受信した信号を表す値を

$$\tilde{w}_2(n)$$

(以下 w_2 (波バー)(n)と表記する)とする。フィードバック復号および処理ブロック21は w_2 (波バー)(n)を復号し処理してこれに対応する値 $w_{2,T}(n)$ を出力する。次に、これに乘数18₂を掛ける。基地局12が正しい値 $w_2(n)$ を用いて $w_{2,T}(n)$ を決定し、これにより積信号(すなわち、 $w_{2,T}(n) S_i$)を生成するのが理想的であるが、フィードバック・チャンネルの影響のために基地局12は $w_2(n)$ の違う値を用いることがある。例えば、ユーザ局14が $w_2(n) = 0$ という値を基地局12に送信しても、フィードバック・チャンネルのために、受信する値は w_2 (波バー)(n) = 1かも知れない。逆に、ユーザ局14が $w_2(n) = 1$ という値を基地局12に送信しても、フィードバック・チャンネルのために、受信する値は w_2 (波バー)(n) = 0かも知れない。このような可能性があるので、従来技術のモード1を用いるときはユーザ局14は、この技術でビームフォーマ確認またはアンテナ確認と呼ぶ過程を更に行う。これについて次に詳細に説明する。

【0029】図2の拡張ブロック図に戻って、ビームフォーマ確認について更に説明する。特定して述べると、前に述べたようにDPCHパイロット記号 $y(n)$ は抽出器44からチャンネル評価器24に出力され、またこれも前に述べたが、DPCHパイロット記号は $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ に応じて基地局12により修正されている。図2を参照して以下に説明するように、DPCHパイロット記号 $y(n)$ はチャンネル推定およびビームフォーマ確認ブロック56に接続する。ブロック56は、チャンネル測定ブロック50からチャンネル測定値 $\alpha_{1,n}$ と $\alpha_{2,n}$ を、またビームフォーマ係数計算ブロック52から位相差値 $\phi_1(n)$ と $\phi_2(n)$ を受ける。これらの入力に応じて、ブロック56はチャンネル推定値(前に h_n (山パー)の記号で導入した)をMRCブロック23に出力するが、そのときビームフォーマ確認過程は、前にフィードバックされたビームフォーマ係数を考慮して h_n (山パー)が正しく推定されたことを確かめる。特定して述べると、 h_n (山パー)は次の式4により定義される。

式 4

係数 $w_{1,T}(n)$ および $w_{2,T}(n)$ (基地局12がユーザ局14に送信する前の信号に対して基地局12で掛ける係数)で反映されていることを数学的に示す。このよう

10

20

30

40

50

に、ビームフォーマ確認は、基地局 1 2 が用いる $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ をユーザ局 1 4 が確認し、これらの値を用いて h_n (山バー) を決定する過程である。

【0 0 3 1】また、ブロック 5 6 はチャンネル測定値 $\alpha_{1,n}$ と $\alpha_{2,n}$ を受信するので、ビームフォーマ係数計算ブロック 5 2 からの位相差値 $\phi_1(n)$ と $\phi_2(n)$ から $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ を識別することができると仮定すれば、式 4 は 1 つの方式においてチャンネル推定 h_n

(山バー) が直接計算から得られることを示す。しかし基地局 1 2 は $w_2(n)$ ではなく w_2 (波バー) (n) に応答するので、ビームフォーマ確認は、基地局 1 2 が w_2 (波バー) (n) のどんな値を受信したかをユーザ局 1 4 が予測し、次にその予測値を用いて式 4 の対応値 $w_{2,T}(n)$ を識別して h_n (山バー) を決定する過程である。この考え方を更に理解するには、ビームフォーマ確認の例を見るのがよい。スロット $n=1$ において、ユーザ局 1 4 は $w_2(1)$ というフィードバック値を基地局 1 2 に送信すると仮定する。これに応じて、基地局 1 2 は値 w_2 (波バー) (1) を受信し、ブロック 2 1 は対応する値 $w_{2,T}(1)$ を生成し、積 $w_{2,T}(1) S_i$ を形成して、ユーザ局 1 4 に送信する。従来技術のモード 1 で用いられるビームフォーマ確認では、ユーザ局 1 4 は信号 $w_{2,T}(1) S_i$ を受信し、この信号から基地局 1 2 がその対応する送信に実際に $w_{2,T}(1)$ のどんな値を用いたかを決定しようと試みる。この試みは、仮説試験と呼ぶ方法を用いてブロック 5 6 で行う。ブロック 5 6 は、ユーザ局 1 4 からフィードバックされた実際の値 $w_2(1)$ ではなくこの決定された値を用いて h_n (山バー) を決定し、MRC ブロック 2 3 は h_n (山バー) のこの値を用いて信号を更に処理する。

【0 0 3 2】従来技術のモード 1 の説明を終わるに当たって注意すべきことは、仮説試験に関する操作と共に w_*

$*_2(n)$ の 2 つの可能なデータ値だけを用いれば、妥当なレベルの性能速度での誤り率は実用可能な程度になることである。以下に説明する従来技術のモード 2 およびモード 3 に比べて従来技術のモード 1 のフィードバック遅れは比較的小さいので、一定レベルの性能を達成することができる。しかし後で説明するように、モード 1 における 2 状態レベルの量子化により得られる分解度は、従来技術のモード 2 とモード 3 に比べて低い。

【0 0 3 3】表 1 の従来技術のモード 2 の動作を見ると、これは比較的中位のドップラー・フェージング速度 (例えば、基地局 1 2 と通信する或る移動体ユーザ局 1 4 がモード 1 の通信の場合より低い速度で移動しているときなど) で用いられる。またモード 2 は式 1 の約束手を用いて $w_1(n)$ を (そしてその対応値の $\phi_1(n)$ を) 基準化するが、ビームフォーマ係数計算ブロック 5 2 での $\phi_2(n)$ と $w_2(n)$ の計算の分解度は高くなる。特定して述べると、モード 2 ではブロック 5 2 は 2 値ビームフォーマ係数にスロット当たり 4 5 度のコンステレーション (constellation) 回転を与える。すなわち、逐次のスロット毎に、前のスロットに対して 4 5 度回転させて $\phi_2(n)$ と $w_2(n)$ を決定する。特に、かかる回転を 4 回行くと全体で 1 8 0 度に相当するので、4 5 度のコンステレーション回転を用いる場合は、ユーザ局 1 4 は各連続する 4 スロット内の各逐次スロットに 4 5 度回転を加えてスロットを一般的に分析する。この回転をユーザ局 1 4 で行うには、対象とするスロットを受信したタイム・スロットに部分的に基づいて $\phi_2(n)$ と $w_2(n)$ の値を決定し、次に 4 スロットのグループ i の所定のスロットに与える回転に関して $w_2(n)$ の値を選択する。この回転について、次の表 2 と図 4 を参照して以下に説明する。

$w_2(n)$	slot 4i	slot 4i+1	slot 4i+2	slot 4i+3
0	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$
1	π	$-3\pi/4$	$-\pi/2$	$-\pi/4$

表 2

【0 0 3 4】4 スロットのグループ i 内の第 1 のスロット 4 i について表 2 と図 4 を参照すると、ユーザ局 1 4 内のビームフォーマ係数計算ブロック 5 2 が決定する $\phi_2(n)$ と $w_2(n)$ の値は、グラフ 6 0 に示すようにまた垂直の虚軸に対して回転しない軸 6 0_{ax} で表すように、0 度の回転に基づく。詳しく述べると、グラフ 6 0 は 2 つの陰のある領域 6 0₁ と 6 0₂ を示す。チャンネル測定ブロック 5 0 からのチャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域 6 0₁ の中にある場合は、ブロック 5 2 は $\phi_2(4 i)$ の値を 0 度と計算し、符号化ブロック 5 4 はこの値を符号化して対応する 2 値形式 $w_2(4 i) = 0$ を生成し、基地局 1 2 にフィードバックする。逆に、チャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域6 0₂の中にある場合は、ブロック5 2は $\phi_2(4i)$ の値を π 度と計算し、符号化ブロック5 4はこの値を符号化して対応する2値形式 $w_2(4i) = 1$ を生成し、基地局1 2にフィードバックする。また表2とグラフ6 0上の点の位置は、 w_2 (波バー)(4i)の値に応じて基地局1 2が実現する位相回転を示す。特定して述べると、基地局1 2が受信する w_2 (波バー)(4i)の値が0に等しい場合は、基地局1 2のフィードバック復号および処理ブロックはスロット4 iのチャンネル測定位相変化を0度として処理する。しかし、基地局1 2が受信する w_2 (波バー)(4i)の値が1に等しい場合は、基地局1 2はスロット4 iのチャンネル測定位相変化を π 度として処理する。

【0035】また表2と図4はグループi内の残りの3スロットを示す。ここで図4では同様の参照番号を用いるので、グラフ6 2はスロット4 i + 1に対応して $\pi/4$ 度に等しい回転を表し、グラフ6 4はスロット4 i + 2に対応して $\pi/2$ 度に等しい回転を表し、グラフ6 6はスロット4 i + 3に対応して $3\pi/4$ 度に等しい回転を表す。別の観点からグラフ6 2を見ると、スロット4 i + 1に用いるその軸6 2_{ax}は垂直の虚軸に対して $\pi/4$ 度回転していることを表す。またグラフ6 2は2つの陰のある領域6 2₁と6 2₂を示す。ユーザ局1 4のブロック5 0が決定するチャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域6 2₁内にある場合は $\phi_2(4i + 1)$ の値は $\pi/4$ 度であり、 $w_2(4i + 1) = 0$ に対応する2進値が基地局1 2にフィードバックされる。チャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域6 2₂内にある場合は $\phi_2(4i + 1)$ の値は $-3\pi/4$ 度であり、 $w_2(4i + 1) = 1$ に対応する2進値が基地局1 2にフィードバックされる。チャンネル測定値

$$w_{2,T}(n) = \frac{\tilde{w}_2(4i) + \tilde{w}_2(4i-1) + \tilde{w}_2(4i-2) + \tilde{w}_2(4i-3)}{4}$$

式5の中の w_2 (波バー)(4i)は基地局1 2がフィードバック・チャンネルを介して受信した最新のビームフォーマ係数を示し、式5の中の残りの3つの加数はその最新の係数の前の3つの別のビームフォーマ係数を示す。従来技術のモード2ではこれらの4つの値を平均し(すなわち、4で割り)、基地局1 2はこの結果 $w_{2,T}(n)$ に、乗算器2 0₂に接続する第2の出力1 8₂からの信号を掛ける。一方、 $w_{1,T}(n)$ は単に基準化された値 $w_1(n)$ の対応値なので、基地局1 2はこれに、乗算器2 0₁に接続する第1の出力1 8₁からの信号を掛ける。

【0037】上記から当業者が理解するように、従来技術のモード2も2つの値の1つ(すなわち、 $w_2(n)$)のフィードバックを実現する。しかし更に位相回転を用いることにより、従来技術のモード1よりも大きなビームフォーマ分解度が得られる。言い換えると、任意の所

* $\pi/4$ 度であり、 $w_2(4i + 1) = 1$ に対応する2進値が基地局1 2にフィードバックされる。また表2とグラフ6 2上の点の位置は、 w_2 (波バー)(4i + 1)の値に応じて基地局1 2が実現する位相回転を示す。特にスロット4 i + 1では、基地局1 2が受信する w_2 (波バー)(4i + 1)の値が0に等しい場合は、基地局1 2のフィードバック復号および処理ブロックはスロット4 i + 1のチャンネル推定位相変化を $\pi/4$ 度として処理する。しかし基地局1 2が受信する w_2 (波バー)(4i + 1)の値が1に等しい場合は、基地局1 2はスロット4 i + 1のチャンネル推定位相変化を $-3\pi/4$ 度として処理する。この第2の例と上に述べた先行例から、従来技術のモード2において、ユーザ局1 4が $\phi_2(n)$ に与える表2と図4の残りの値と例と、その値の $w_2(n)$ への変換と、基地局1 2のフィードバック復号および処理ブロックによる w_2 (波バー)(n)の値の解釈を、当業者は容易に理解することができる。

【0036】次にユーザ局1 4が送信する $w_2(n)$ に応じる従来技術のモード2による処理の別の態様について説明する。まず前にモード1に関して約束を導入したように、基地局1 2から見たとき、ユーザ局1 4からの $w_2(n)$ のフィードバック信号に対応する、基地局1 2が実際に受信した信号を表す値を w_2 (波バー)(n)とする。次に注意すべきことは、従来技術のモード2ではフィードバック復号および処理ブロック2 1は、 w_2 (波バー)(n)の受信値毎に $w_{2,T}(n)$ の値を決定するのに実際は平均化フィルタを用いることである。特定して述べると、ブロック2 1は w_2 (または基地局1 2から見ると w_2 (波バー))の4つの値の平均を計算するので、その結果の $w_{2,T}(n)$ は次の式5により定義される。

式 5

定のスロットの $w_2(n)$ は従来技術のモード1の場合のように2つの値の1つだけをとるが、4スロットにわたる4 5度回転を用いることにより事実上8つの可能な値(すなわち、2値/スロット*4スロット/回転サイクル=8値)のコンステレーションを生成する。しかし注意すべきは、従来技術のモード2は、従来技術のモード1が用いたような任意の型のビームフォーマ確認を用いないことである。本発明者の見るところでは、従来技術のモード2ではビームフォーマ確認は実行できない。なぜなら、4サイクルの4 5度回転と組み合わせるので、複雑すぎて実行不可能になるからである。また位相回転と平均化により従来技術のモード1に比べて全体の遅れが増加するので、従来技術のモード2の分解度が優れているという利点は部分的に相殺される。

【0038】表1の従来技術のモード3の動作を見ると、従来技術のモード1および2に比べて比較的低いド

ップラー・フェージング速度に用いられることが分かる。モード3のフェージング速度は、ユーザ局14が比較的低速で移動しているときに相当する。ユーザ局14の速度が低いので、従来技術のモード3では追加の処理を行う時間の余裕がある。特定して述べると、モード3はビームフォーマ係数の量子化を増やすが、この増加は従来技術のモード2の図2に示すような回転により得られるのではない。従来技術のモード3は全部で4ビットの情報をフィードバックする。ここで1ビットは振幅訂正ビットであり、残りの3ビットは位相シフトの訂正用である。

【0039】これまでは従来技術で実現される閉ループ送信アンテナ・ダイバーシティ・システム10について説明したが、次に好ましい実施の形態をシステム10で実現する態様について説明する。好ましい実施の形態を概観すると、これまで説明したものとは異なる種々の態様を含む。まず、好ましい実施の形態では従来技術のモード1および2を用いず、代わりに単一動作モードを用いる。この単一動作モードは従来技術のモード1および2の全ドップラー・フェージング領域をカバーするので、以後はこれを広範囲閉ループ・モードと呼ぶ。したがって、広範囲閉ループ・モードと従来技術のモード3とを組み合わせると、閉ループ通信のためのドップラー周波数の全予想範囲に適用することができる。第2に、広範囲閉ループ・モードは、従来技術の2つのモードの代わりに1つのモードを用いることの他に、従来技術とは更に異なる別の態様を含む。かかる態様の1つはビームフォーマ係数を決定するのに2つの位相回転を用いることである。また別の態様はビームフォーマ係数を決定するための位相回転を実現する同じモードで、2つの異なる方法のどちらかを用いて実現するビームフォーマ確認を用いることである。以下の本明細書の説明から、当業者はこれらの各点をよく理解できると思う。

【0040】広範囲閉ループ・モードにおいてビームフォーマ係数を決定するのに2つの位相回転を用いる態様について以下に説明する。広範囲閉ループ・モードは式1の以前の約束を用いて、後で詳細に説明するように $w_1(n)$ の値を基準化し、またこれによりその位相差の対応値 $\phi_1(n)$ を基準化する。しかし好ましい実施の形態では、ビームフォーマ係数計算ブロック52での $\phi_2(n)$ と $w_2(n)$ の計算において、従来技術のモード1および2とは異なる全体分解度が得られる。特定して述べると、広範囲閉ループ・モードのブロック52は2値ビームフォーマ係数にスロット当たり90度のコンステレーション回転を与える。したがって、逐次スロット n 、 $n+1$ 、 $n+2$ など毎に、先行スロットに対する90度回転に基づいて $\phi_2(n)$ と $w_2(n)$ を決定する。かかる回転を2回行くと180度に相当するので、90度コンステレーション回転ではユーザ局14は一般に各逐次スロットに90度回転を加えることによりスロット

を分析する。この回転を得るには、ユーザ局14が対象とするスロットを受信したタイム・スロットに部分的に基づいて $\phi_2(n)$ の値を決定し、次に2つのスロットのグループ i 内の所定のスロットに与えられる回転に対して $\phi_2(n)$ の値を選択する。この回転について、次の表3と図5を参照して以下に説明する。また前に示したようにこれらの操作は図1に示すシステム10内で実現して好ましい実施の形態を生成することができる。

$w_2(n)$	スロット $2i$	スロット $2i+1$
0	0	$\pi/2$
1	π	$-\pi/2$

表 3

【0041】表3と図5から分かるように、2つのスロットのグループ i 内の第1のスロット $2i$ について、ユーザ局14内のビームフォーマ係数計算ブロック52が決定する $\phi_2(2i)$ の値は、グラフ70に示すようにまた垂直の虚軸に対して回転しない軸 70_{ax} で表すように、0度の回転に基づく。詳しく述べると、グラフ70は2つの陰のある領域 70_1 と 70_2 を示す。ブロック50からのチャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域 70_1 内にある場合は、ブロック52は $\phi_2(2i)$ の値を0度と計算し、ブロック54はこの値を符号化して $w_2(2i) = 0$ の2進の対応値を生成して、基地局12にフィードバックする。逆に、チャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域 70_2 内にある場合は、ブロック52は $\phi_2(2i)$ の値を π 度と計算し、ブロック54はこの値を符号化して $w_2(2i) = 1$ の2進の対応値を生成して、基地局12にフィードバックする。また表3とグラフ70上の点の位置は、 w_2 (波バー)($2i$)の可能な値に応じて基地局12が実現する位相回転を示す。特定して述べると、基地局12が w_2 (波バー)($2i$) = 0という値を受信した場合は、基地局12のフィードバック復号および処理ブロックはスロット $2i$ のチャンネル測定位相変化を0度として処理する。基地局12が w_2 (波バー)($2i$) = 1という値を受信した場合は、基地局12のフィードバック復号および処理ブロックはスロット $2i$ のチャンネル測定位相変化を π 度として処理する。

【0042】また表3と図5から分かるように、2スロットのグループ i 内の第2のスロット $2i+1$ について、ユーザ局14内のビームフォーマ係数計算ブロック

5 2が決定する $\phi_2(2i+1)$ の値は、グラフ72に示すようにまた垂直の虚軸に対して90度回転する軸72_{ax}で表すように、90度の回転に基づく。グラフ72は2つの陰のある領域72₁と72₂を示す。ブロック50からのチャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域72₁内にある場合は、ブロック52は $\phi_2(2i+1)$ の値を $\pi/2$ 度と計算し、ブロック54はこの値を符号化して $w_2(2i+1)=0$ の2進の対応値を生成して、基地局12にフィードバックする。逆に、チャンネル測定値

$$\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$$

が領域72₂内にある場合は、ブロック52は $\phi_2(2i+1)$ の値を $-\pi/2$ 度と計算し、ブロック54はこの値を符号化して $w_2(2i+1)=1$ の2進の対応値を生成して、基地局12にフィードバックする。また、表3*

$$P(n) = \|\alpha_{1,n} w_1(n) + \alpha_{2,n} w_2(n)\|^2 = \frac{1}{2} \left(\|\alpha_{1,n}\|^2 + \|\alpha_{2,n}\|^2 + 2 \times \text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\} \right) \quad \text{式 6}$$

式6は種々の約束を含むので、これについて以下に定義する。まず、

$$\text{real}\{x\}$$

は複素数 x の実数部を示す。次に、“H”という上付き記号はマトリクスまたはベクトル転置の共役を示す。最後に、 $\|v\|$ はベクトル v のユークリッド・ノルムを示す。

【0044】また式6から分かるように、好ましい実施の形態では瞬時パワー $P(n)$ の最大値は、 n が偶数のときは

$$\phi(n) \in \{0, \pi\}$$

、 n が奇数のときは

$$\phi(n) \in \{\pm \pi/2\}$$

で、 $\phi_2(n)$ が式6の項

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$$

を最大にする値のときに起こる。このように好ましい実施の形態では、 $\phi_2(n)$ の値は、 n が奇数または偶数について、図6のブロック図で得られるように、

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$$

の項だけを参照して2つの値を選択してよい。特定して述べると、図6はこの結果を得るブロック図を示すもので、図2のビームフォーマ係数計算ブロック52とビームフォーマ係数2進符号化ブロック54を結合したものである。また参考のために、図6の結合されたブロックを今後はブロック52/54と呼ぶ。ブロックを結合し

*とグラフ72上の点の位置は、 w_2 (波バー)($2i+1$)の値に応じて基地局12が実現する位相回転を示す。特定して述べると、基地局12が w_2 (波バー)($2i+1$)=0という値を受信した場合は、基地局12のフィードバック復号および処理ブロックはスロット2 $i+1$ のチャンネル測定位相変化を $\pi/2$ 度として処理する。基地局12が w_2 (波バー)($2i+1$)=1という値を受信した場合は、基地局12はスロット2 i のチャンネル測定位相の変化を $-\pi/2$ 度として処理する。

【0043】 $w_2(n)$ の値を決定する広範囲閉ループ・モードのこれまでの動作は、表3の実際の位相差値 $\phi(n)$ (すなわち、0、 π 、 $\pi/2$ 、 $-\pi/2$ のどれか)に関連して数学的に表すことができる。この場合好ましい実施の形態ではスロット n について、次の式6で定義される瞬時パワー $P(n)$ を最大にするように $\phi(n)$ を選ぶ。

た理由は、図6は上の式6に示す位相差 $\phi_2(n)$ の決定を実現すると共に、この差を2進形式すなわち $w_2(n)$ の対応する値に符号化するからである。最後に比較のために注意したいことは、瞬時パワーを最大にするために位相差を計算する従来技術の1つの方法は、単にルックアップテーブルを用いるだけということである。しかし後で説明するように、この好ましい実施の形態はかかる方式より複雑でない。

【0045】図6において、チャンネル測定ブロック50からの値 $\alpha_{1,n}$ と $\alpha_{2,n}$ は結合ブロック52/54に入力する。特定して述べると、これらの値は複素点乗積ブロック80の入力80₁と80₂に結合する。ブロック80は、入力80₁と80₂に与えられる値の複素点乗積を決定する機能を表す。図6に示す例では、この積はブロック80の出力80₃であって、これを次の式7に示す。

$$\text{出力 } 80_3 = \alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} \quad \text{式 7}$$

このように、ブロック80は式7にも示すように、式6の項

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$$

の最初の2つの被乗数の積を生成する。

【0046】複素点乗積ブロック80からの点乗積出力は交番スイッチ82に結合する。スイッチ82は1つのスロットで第1の位置に切り替わり、次のスロットで第2の位置に切り替わる。特定して述べると、 i スロットのグループ内の第1のスロット2 i では、スイッチ82は複素点乗積ブロック80の出力を実成分抽出ブロック

8 4に接続し、i スロットのグループ内の第2のスロット 2 i + 1 では、スイッチ 8 2は複素点乗積ブロック 8 0の出力を虚成分抽出ブロック 8 6に接続する。

【0 0 4 7】実成分抽出ブロック 8 4はその入力に与えられる値の実数部だけを選択して出力し、逆に、虚成分抽出ブロック 8 6はその入力に与えられる値の虚数部だけを出力する。実成分抽出ブロック 8 4の出力は、比較器または比較機能でもある決定ブロック 8 8に入る。ブロック 8 4からの実成分が0以上の場合はブロック 9 0に進み、逆にブロック 8 4からの実成分が0より小さい場合はブロック 9 2に進む。虚成分抽出ブロック 8 6の出力は、比較器または比較機能でもある決定ブロック 9 4に入る。ブロック 8 6からの虚成分が0以下の場合はブロック 9 6に進み、逆にブロック 8 6からの虚成分が0より大きい場合はブロック 9 8に進む。

【0 0 4 8】ブロック 5 0 / 5 2の動作により生成される最終結果は、図6のブロック 9 0、9 2、9 6、9 8に示す値の割当てを見れば当業者は理解できる。スロット n = 2 i では、後で示すように

$$\phi_2(n) \in \{0, \pi\}$$

で式6の項

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$$

の最大化に基づいて、決定ブロック 8 8は流れをブロック 9 0か9 2かに決め、これらの2つのブロック 9 0と9 2はそれぞれ n = 2 i において表3に示す2つの異なる値(すなわち、それぞれ0またはπ)のどちらかを $\phi_2(n)$ に割り当てる。またブロック 9 0と9 2は $\phi_2(n)$ に割り当てられた値を、表3に示すように対応する2進の対応値 $w_2(n)$ に符号化する。またスロット n = 2 i + 1 では、後で示すように

$$\phi_2(n) \in \{\pm \pi/2\}$$

で式6の項

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$$

の最大化に基づいて、決定ブロック 9 4は流れをブロック 9 6か9 8かに決め、これらの2つのブロック 9 6と9 8はそれぞれ n = 2 i + 1 において表3に示す2つの異なる値(すなわち、それぞれ $\pi/2$ または $-\pi/2$)のどちらかを $\phi_2(n)$ に割り当てる。またブロック 9 6と9 8は $\phi_2(n)$ に割り当てられた値を、表3に示すように対応する2進の対応値 $w_2(n)$ に符号化する。最後に、注意すべきであるが、ブロック 9 0、9 2、9 6、9 8のどれかから割り当てられた値は図2に示す各ブロックに与えられる。すなわち、 $w_2(n)$ の値は基地局 1 2にフィードバックされ、 $\phi_2(n)$ の値はビームフォーマ確認ブロック 5 6に入る。

【0 0 4 9】ブロック 8 4による実成分の抽出に関して

ブロック 5 0 / 5 2の動作を更に理解するため以下に詳細に説明する。この説明から、当業者は図6の特定の実施の形態で実現される別の利点を理解することができ。一般に実成分抽出ブロック 8 4と決定ブロック 8 8は、或る複素算術恒等式を利用して瞬時パワー P (n) を最大にする $\phi_2(n)$ の値を決定する。この方式で動作するとき、これらのブロックの構造は他の計算または記憶を用いた方法に比べて複雑さが少ない。ブロック 8 4と8 8は

$$\phi_2(n) \in \{0, \pi\}$$

の場合を処理する。 $\phi_2(n)$ のこれらの2つの値の意味を更に検討すると、式6の実数部の最後の被乗数は式8と9に示す値になる。

$$e^{j0} = 1 \quad \text{式 8}$$

$$e^{j\pi} = -1 \quad \text{式 9}$$

【0 0 5 0】式8と9から理解されるように、P (n) を最大にするには、 $\phi_2(n)$ の値は

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$$

の結果が正になるようにしなければならない。例えば、

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n}\}$$

が正の値の場合は、式8と9の2つの被乗数の中、式8から得られる被乗数1を掛けると P (n) を最大にすることができる。決定ブロック 8 8はこの場合は流れをブロック 9 0に進めて $\phi_2(n)$ に0度の値を割り当てる。なぜなら、この値が P (n) を最大にするからである。別の例として、

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n}\}$$

が負の値の場合は、これに式9から得られる被乗数-1を掛けて正の積を形成すれば P (n) は最大になり、決定ブロック 8 8はこの場合は流れをブロック 9 2に進めて $\phi_2(n)$ にπ度の値を割り当てる。なぜなら、この値が P (n) を最大にするからである。したがってどちらの場合も、ブロック 8 8、9 0、9 2は e^{j0} を実際に掛けるという複雑な計算を行わずに、この決定を行うことができる。

【0 0 5 1】ブロック 8 6による虚成分の抽出に関してブロック 5 0 / 5 2の動作を更に理解するため以下に詳細に説明する。この説明から、当業者は図6の特定の実施の形態で実現される別の利点を理解することができ。虚成分抽出ブロック 8 6と決定ブロック 9 4は、或る複素算術恒等式を利用して瞬時パワー P (n) を最大にする $\phi_2(n)$ の値を決定する。したがってこの場合も、他の計算または記憶を用いた方法に比べて複雑が少ない或る実施の形態を示す。ブロック 8 6と9 4は

$$\phi_2(n) \in \{\pi/2, -\pi/2\}$$

の場合を処理する。 $\phi_2(n)$ のこれらの2つの値の意味を更に検討すると、式6の実数部の最後の被乗数

$$e^{j\phi_2(n)}$$

は式10と11に示す値になる。

$$e^{j(\pi/2)} = j$$

式 10

$$e^{j(-\pi/2)} = -j$$

式 11 10

【0052】式10と11は虚の結果を生成する。好ましい実施の形態に関して分かるように、式6内の実数値に掛けた場合は、次の複素算術原理から理解できるように、これらの結果は結果の虚数部の符号に影響を与えることがある。この場合もP(n)を最大にするには、 ϕ

$$v(j) = (a + jb)(j) = aj + j^2b = aj - b$$

式 12

$$v(-j) = (a + jb)(-j) = -aj - j^2b = -aj + b$$

式 13

$$y(j) = (c - jd)j = cj - j^2d = cj + d$$

式 14

$$y(-j) = (c - jd)(-j) = -cj + j^2d = -cj - d$$

式 15

【0053】以上のことから、またP(n)を最大にするという目的から、式12乃至15は次のことを示す。式13と式12を比べると、式13の複素数積の実数部の方が大きい(すなわち、bと-bではbの方が大きい)。またこの2つの式が示すように、正の虚数値(すなわち、b)を持つ複素数から実数部が大きいという結果を得るには複素数に-jを掛けなければならない。このように図6から、ブロック80からの複素点乗積が正の虚数値(ブロック86から抽出される)を持つ場合は、-jを掛けたときに積

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi(n)}\}$$

は最大になる。これは $\phi_2(n) = -\pi/2$ のときに起こる。この場合は決定ブロック94は流れをブロック98に進めて、 $\phi_2(n)$ に $-\pi/2$ 度を割り当てる。また式14と式15を比べると、式14の複素数積の実数部の方が大きい(すなわち、dと-dを比べて)。この2つの式が示すように、負の虚数値(すなわち、d)を持つ複素数からこの結果を得るには複素数にjを掛けなければならない。このように図6から、ブロック80からの複素点乗積が負または0の虚数値(ブロック86から抽出される)を持つ場合は、jを掛けたときに積

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi(n)}\}$$

$z(n)$ の値は

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi(n)}\}$$

の結果が正になるようにしなければならない。しかしスロット2i+1の場合は

$$\phi_2(n) \in \{\pi/2, -\pi/2\}$$

であって、式10と11に示すように

$$\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi(n)}\}$$

の値はブロック80からの点乗積を含み、jまたは-jを掛けたものである。次の式12乃至15は、ブロック86と94の理解を助ける別の複素算術原理を示す。ここで、vとyは複素数であり、jまたは-jを次のように掛けたものである。

は最大になる。これは $\phi_2(n) = \pi/2$ のときに起こる。この場合は決定ブロック94は流れをブロック96に進めて、 $\phi_2(n)$ に $\pi/2$ 度を割り当てる。したがってどちらの場合もP(n)を最大にする $\phi_2(n)$ の正しい値が割り当てられ、実際に $e^{j\phi}$ を掛けるという複雑な計算を行う必要はない。

【0054】次に基地局12に戻って、ユーザ局14からフィードバックされる閉ループ値に応じる広範囲閉ループ・モードについて説明する。まず、上に述べた約束を確認する。すなわち、ユーザ局14は $w_2(n)$ (基準化されていない場合は $w_1(n)$ も)の値をフィードバックするが、このフィードバック値はフィードバック・チャンネル内のチャンネルの影響を受けるので、基地局12が実際に受信する対応値を w_2 (波バー)(n)で表す。この値が分かると、フィードバック復号および処理ブロック21は2ステップの動作を行う。簡単のために、これらのステップについて以下に別々に説明する。

【0055】ブロック21の最初の動作として、ブロック21は w_2 (波バー)(n)に応じて w_2 (波バー)(n)に対応する実際の位相差($\phi_{2,\tau}(n)$)で表す)を決定する。この決定は表3のマッピングにより行う。言い換えると、スロット $n = 2i$ において w_2 (波バー)(2i)が2進値の0に等しい場合は、ブロック21は $\phi_{2,\tau}(2i)$ が0度に等しいと決定し、 w_2 (波バ

一) (2 i) が2進値の1に等しい場合は、ブロック 2 1 は $\phi_{2,T}(2 i)$ が π 度に等しいと決定する。またスロット $n = 2 i + 1$ において w_2 (波バー) (2 i + 1) が2進値の0に等しい場合は、ブロック 2 1 は $\phi_{2,T}(2 i + 1)$ が $\pi/2$ 度に等しいと決定し、 w_2 (波バー) (2 i + 1) が2進値の1に等しい場合は、ブロック 2 1 は $\phi_{2,T}(2 i + 1)$ が $-\pi/2$ 度に等しいと決定する。

$$w_{1,T}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

もちろん式 1 6 の値は定数なので、1 度だけ計算すればよいし、または或る記憶要素などで固定してもよい。しかし $w_{2,T}(n)$ は前にブロック 2 1 が決定した $\phi_{2,T}(n)$ の実際の値に基づく。また好ましい実施の形

$$w_{2,T}(n) = \frac{1}{2} (e^{j\phi_{2,T}(n)} + e^{j\phi_{2,T}(n-1)})$$

【0 0 5 7】式 1 7 で示す2スロット平均法は、好ましい実施の形態では従来技術に用いられた4スロット平均法 (例えば、式 5) に比べて計算の複雑さと遅れが一層少なくなることを示す。また分析と説明のために述べる★20

$$w_{2,T}(n) = \frac{1}{2} (e^{j\phi_{2,T}(n)} + e^{j\phi_{2,T}(n-1)}) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\theta_T(n)}$$

このように、式 1 8 は2つの逐次のスロットに対応する $\phi_{2,T}$ の2つの受信値の平均として $\theta_T(n)$ を定義する。偶数スロット n では

$$\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \{0, \pi\}$$

、奇数のスロット n では

$$\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \left\{ \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2} \right\}$$

なので、偶数スロット n からの任意の1つと直前の奇数スロット $n - 1$ の平均は4つの値の1つ、すなわち

$$\theta_T(n) \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{4} \right\}$$

だけをとる。また式 1 7 と 1 8 の結果から、乗算器 2 0₁ および 2 0₂ はそれぞれ $w_{1,T}(n)$ と $w_{2,T}(n)$ の値を用いて信号 $w_{1,T}(n) S_i$ と $w_{2,T}(n) S_i$ を生成し、これらをそれぞれアンテナ A 1 2₁ と A 1 2₂ によりユーザ局 1 4 に送信する。

【0 0 5 8】基地局 1 2 が好ましい広範囲閉ループ・モードに従って信号 $w_{1,T}(n) S_i$ と $w_{2,T}(n) S_i$ をユーザ局 1 4 に送信したので、次にチャンネル推定およびビームフォーマ確認ブロック 5 6 の好ましい実施の形態で実現される、ユーザ局 1 4 における好ましいビームフォーマ確認について述べる。前にビームフォーマ確認を導入したときに説明したように、基地局 1 2 からの送信はフィードバック・チャンネルにより影響を受ける重み

* 【0 0 5 6】ブロック 2 1 の第2の動作は、直ぐ上に述べた $\phi_{2,T}(n)$ の決定された値に応じるものである。特定して述べると、値 $\phi_{2,T}(n)$ を受信するとブロック 2 1 は乗算器 2 0₁ と 2 0₂ で用いる実際の被乗数を決定する。前に述べたように $w_{1,T}(n)$ は基準化されているので、好ましい実施の形態では乗算器 1 8₁ で用いるその実際の基準化された値を次の式 1 6 のように設定する。

式 1 6

※態では、 $w_{2,T}(n)$ の値は2つの逐次のスロットに対応する $\phi_{2,T}$ の2つの受信値 (すなわち、 $\phi_{2,T}(n)$ と $\phi_{2,T}(n - 1)$) の平均を用いる。これを次の式 1 7 に示す。

式 1 7

★と、式 1 7 の括弧内の2つの加数は複素平面内の加算を表すので、式 1 7 に関して次の項を定義して $\theta_T(n)$ という関連する因数を導入する。

式 1 8

値 (例えば、 $w_{2,T}(n)$) を用いるので、ビームフォーマ確認は一般に基地局 1 2 が用いる実際の重み値を確認するユーザ局 1 4 の作業である。次にユーザ局 1 4 は確認した値を用いて、ブロック 2 3 の最大比結合に用いる h_n (山バー) の値を決定する。好ましい実施の形態では、ビームフォーマ確認は広範囲閉ループ・モードで2つの異なる方法の一方を用いて実現される。それぞれの方法については後で説明する。

【0 0 5 9】図 7 はチャンネル推定およびビームフォーマ確認ブロック 5 6 のブロック図の詳細を示すもので、これを好ましい実施の形態に関連して詳細に説明する。前に述べたように、ブロック 5 6 は図 2 の他のブロックから種々の入力を受ける。すなわち、パイロット記号抽出器 4 4 からの D P C H パイロット記号 $y(n)$ と、ビームフォーマ係数計算ブロック 5 2 からの位相差値 $\phi_1(n)$ および $\phi_2(n)$ (または $\phi_1(n)$ が基準化されている場合は $\phi_2(n)$ だけ) は、ビームフォーマ確認ブロック 1 0 0 に入る。またブロック 5 6 は、チャンネル測定ブロック 5 0 からチャンネル測定値 $\alpha_{1,n}$ および $\alpha_{2,n}$ を入力として受ける。値 $\alpha_{1,n}$ は第1のマルチスロット平均化推定器 1 0 2 の入力に接続し、 $\alpha_{2,n}$ は第2のマルチスロット平均化推定器 1 0 4 の入力に接続する。

【0 0 6 0】推定器 1 0 2 および 1 0 4 の出力は入力値 $\alpha_{1,n}$ および $\alpha_{2,n}$ に対応する推定値であって、約束によりこれらを $\alpha_{1,n}$ (山バー) および $\alpha_{2,n}$ (山バー) で示す。推定値 $\alpha_{1,n}$ (山バー) および $\alpha_{2,n}$ (山バー) は各

乗算器 1 0 6 および 1 0 8 の入力被乗数として接続し、また推定値 $\alpha_{2,n}$ (山バー) はビームフォーマ確認ブロック 1 0 0 の入力にも接続する。ビームフォーマ確認ブロック 1 0 0 の出力は基地局 1 2 が用いる値 $w_{2,T}(n)$ のユーザ局 1 4 による推定値であり、記号として $w_{2,T}$ (山バー) (n) で表す。値 $w_{2,T}$ (山バー) (n) は第 2 の入力被乗数として乗算器 1 0 8 に接続する。また図 7 に示す $w_{1,T}$ (山バー) (n) の値は式 1 6 で与えられる定数であって、乗算器 1 0 6 に第 2 の入力被乗数として接続する。乗算器 1 0 6 および 1 0 8 の積出力は加算器 1 1 0 に入り、加算器 1 1 0 の出力は MRC ブロック 2 3 に出力 h_n (山バー) を与える。次に、チャンネル推定およびビームフォーマ確認ブロック 5 6 の動作を説明する。

【0061】推定器 1 0 2 および 1 0 4 は入力に受けた*

$$\hat{h}_n = \frac{1}{\sqrt{2}} (\alpha_{1,n} + e^{j\theta_T(n)} \alpha_{2,n})$$

【0063】式 1 9 の $\alpha_{1,n}$ と $\alpha_{2,n}$ の値には、それぞれ推定器 1 0 2 および 1 0 4 からの精度を高めた推定値 $\alpha_{1,n}$ (山バー) と $\alpha_{2,n}$ (山バー) を用いてよい。また h_n (山バー) の決定を完成するために、ブロック 5 6 は $\theta_T(n)$ を決定する。好ましい実施の形態ではこの動作は DPCH パイロット記号 $y(n)$ の値に応じてビームフォーマ確認ブロック 1 0 0 が行う。この点で注意すべきであるが、第 1 に好ましい実施の形態ではパイロット記号 (前に述べたように異なる送信アンテナ A 1 2₁ と A 1 2₂ ではパイロット記号が異なる) は互いに直交※

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} (b_1(n) + e^{j\theta_T(n)} b_2(n)) + \psi(n)$$

式 2 0 で、 $\Psi(n)$ は成分当たりの分散が σ^2 であるゼロ平均ガウス雑音係数である。また式 2 0 のベクトル

b

$$b_k(n) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} d_k(1) \alpha_{k,n} \\ \vdots \\ d_k(N_T) \alpha_{k,n} \end{bmatrix}$$

式 2 1 で、 $\{d_k(1), \dots, d_k(N_T)\}$ はアンテナ k の DPCH パイロット・パターンであり、 N_T はスロット当たりのパイロット記号の数である。また式 2 0 および 2 1 (その他の式も) は理想的な解を与えるが、好ましい実施の形態を実現するときは理想的な対応値 $\alpha_{2,n}$ ではなく $\alpha_{2,n}$ (山バー) などの推定値を用い ☆

$$\max_{m \in M} \left(\sqrt{2} \times \text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) e^{j\phi^{(m)}} \right\} + \mu(m) \right)$$

ただし、 m は指標付け、

$$M \in \{1, 2\}$$

は許容できる $\phi^{(m)}$ (山バー) 値のインデックスセッ

*チャンネル測定値の精度を高める。好ましい実施の形態では、推定器 1 0 2 および 1 0 4 はそれぞれの入力のマルチスロット平均を計算して、より正確な推定値と期待される値 ($\alpha_{1,n}$ (山バー) および $\alpha_{2,n}$ (山バー) で表す) を出力する。好ましくは、用いるマルチスロット平均化法はこの技術で知られている重み付きマルチスロット平均化法であって、低いまたは中間のチャンネル・フェージング速度では 6 スロットに重み $[0.3, 0.8, 1.1, 0.8, 0.3]$ を付け、高いフェージング速度では 4 スロットに重み $[0.6, 1.1, 1.0, 0.6]$ を付けて平均する。

【0062】ブロック 5 6 内の残りのブロックと項目の動作を理解するため、まず式 1 6 と 1 8 を式 4 に代入して、次の式 1 9 の形でチャンネル推定を定義する。

式 1 9

※する。第 2 に好ましい実施の形態のビームフォーマ確認ブロック 1 0 0 は、直交する DPCH パイロット記号に応じて 2 つの異なる方法のどちらかで $\theta_T(n)$ を決定する。一般にこの 2 つの方法の第 1 の方法を 2 回転仮説試験法と呼び、第 2 の方法を 4 仮説単一ショット試験法と呼ぶ。これらの方法を以下に詳細に説明する。

【0064】どちらの好ましいビームフォーマ確認方法も直交する DPCH パイロット記号 $y(n)$ に応じて $\theta_T(n)$ を決定するが、かかる記号を次の式 2 0 のように書くことができる。

式 2 0

★(以下 b と表記する) はブロック 1 0 0 が推定器 1 0 4 から受ける $\alpha_{1,n}$ と $\alpha_{2,n}$ に対して定義され、次の式 2 1 のように書かれる。

式 2 1

☆る。

【0065】したがって、好ましい実施の形態が選ぶビームフォーマ確認は経験的な検出確率を最大にする。この確率を式 2 1 に適用すると一般に次の式 2 2 が得られる。

式 2 2

ト、 $\mu(m)$ は m に依存するしきい値パラメータである。 $n = 2i$ のときは $\phi^{(1)}$ (山バー) = 0 および $\phi^{(2)}$ (山バー) = π であり、 $n = 2i + 1$ のときは $\phi^{(1)}$ (山バー) = $\pi/2$ および $\phi^{(2)}$ (山バー) = $-\pi/2$

2である。

【0066】図8はビームフォーマ確認ブロック100₁の第1の例のブロック図を示す。これは図7のビームフォーマ確認ブロックとして容易に実現することができ構成であって、後で説明する2回転仮説試験法に従って動作する。まず、ブロック100₁は $w_{z,\tau}$ (山バー)

(n)で示す推定値を与える。これは後で示すように式22内の値 $\phi^{(m)}$ (山バー)に関係する。また $w_{z,\tau}$ (山バー) (n)の値は、所定のスロットnについてユーザ局14に送信する前に基地局12が信号に付けた重み $w_{z,\tau}(n)$ の値をユーザ局14が推定した値である。

【0067】図8はベクトル形成ブロック112を含む。ブロック112は、各パイロット・データと式21*

$$\text{出力}114_3 = \mathbf{y}^H(n)\mathbf{b}_2(n)$$

式23にも示すように、ブロック114は式22内の項

$$\text{real}\left\{\mathbf{y}^H(n)\mathbf{b}_2(n)e^{j\phi^{(m)}}\right\}$$

の最初の2つの被乗数の積を生成する。

【0068】複素点乗積ブロック114からの積出力は20 交番スイッチ116に入る。iスロットのグループ内の第1のスロット2iではスイッチ116は第1の位置に切り替わり、複素点乗積ブロック114の出力114₃を実成分抽出ブロック118に接続する。第2のスロット2i+1ではスイッチ116は第2の位置に切り替わり、複素点乗積ブロック114の出力114₃を虚成分抽出ブロック120に接続する。

【0069】実成分抽出ブロック118はその入力に与えられる値の実数部だけを選択して出力し、この実数部を加数として加算器122の第1の入力122₁に与える。加算器112の第2の入力122₂はしきい値ブロック124から k_{even} で示すしきい値を受ける。加算器122の出力122₃は比較器または比較機能である決定ブロック126に接続する。出力122₃からの和が0以上の場合はブロック128に進むが、この和が0より小さい場合はブロック130に進む。図8に示すようにブロック128および130はそれぞれ $\phi_{z,\tau}$ (山バー) (n)に位相差値 (すなわち、それぞれ0と π)を与え、この値を2スロット平均化ブロック132に出力する。2スロット平均化ブロック132の出力はブロック100₁が出力する最終値 $w_{z,\tau}$ (山バー) (n)であり、図7に関して上に説明したのと同様に接続する。

【0070】虚成分抽出ブロック120はその入力に与えられる値の虚数部だけを選択して出力し、この虚数部を加数として加算器134の第1の入力134₁に与える。加算器134の第2の入力134₂はしきい値ブロック124から k_{odd} で示すしきい値を受ける。加算器134の出力134₃は比較器または比較機能である決定ブロック136に接続する。出力134₃からの和が0以下の場合はブロック138に進むが、この和が0より

*に示す該当するチャンネル推定値 $\alpha_{k,n}$ との積に従つ

て、 $\mathbf{b}_2(n)$ のベクトル要素を決定する。しかし値 $\alpha_{k,n}$ に関して注意すべきは、ブロック112は実際には、マルチスロット平均化推定器104の出力である精度を高めた値 $\alpha_{z,n}$ (山バー)を用いるということである。ブロック112が決定するベクトル $\mathbf{b}_2(n)$ は複素点乗積ブロック114の入力114₁に被乗数として入る。ブロック114は別の入力114₂にDPCHパイロット記号抽出器44から別の被乗数ベクトル $\mathbf{y}(n)$ を受ける。ブロック114は入力114₁と114₂に与えられる値の複素点乗積を決定する機能を表す。図8に示す例ではこの積をブロック114の出力114₃で示す。またこれを次の式23に示す。

式 23

り大きい場合はブロック140に進む。図8に示すようにブロック138および140はそれぞれ $\phi_{z,\tau}$ (山バー) (n)に位相差値 (すなわち、それぞれ $\pi/2$ と $-\pi/2$)を与え、この値を2スロット平均化ブロック132に出力する。

【0071】上に説明したように、しきい値ブロック124はしきい値 k_{even} と k_{odd} をそれぞれ加算器122と134に与える。次にこれらの値の生成について説明するが、これに関する影響については、後でブロック100₁の全体の動作の中で説明する。これらの値の生成について、次の4つの点について検討する。まず、しきい値の添字「even」と「odd」はブロック100₁が分析するスロットに (すなわちnの値が偶数 (例えば、2i) か奇数 (例えば、2i+1) かに) 対応する。 k_{even} はnが偶数のスロットのときに決定されて用いられ、 k_{odd} はnが奇数のスロットのときに決定されて用いられる。第2に、前に述べたようにビームフォーマ係数計算ブロック52は計算された位相差値 $\phi_z(n)$ をビームフォーマ確認ブロック100に与えるが、図8ではこれをしきい値ブロック124の入力として示す。したがって、しきい値ブロック124はユーザ局14が最後に基地局12にフィードバックした値に対応する位相差値を記憶する。第3にユーザ局14はこの技術で知られた1つ以上の種々のアルゴリズムを含み、これについてユーザ局14はフィードバック誤り率の或る測度 (例えば、0と1の間という測度で、本発明ではこれを ε (すなわち、

$$\varepsilon \in (0,1)$$

)で表す)を持つ。第4に、以下の説明から理解されるように、 k_{even} はブロック52からの $\phi_z(n)$ を考慮して

$$w_{z,n} \in \{0, \pi\}$$

が発生する論理的確率であり、 k_{odd} はブロック52か

らの $\phi_2(n)$ を考慮して

$$w_{2,n} \in \left\{ \frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right\}$$

$$\kappa_{even} = \frac{\sigma^2}{2\sqrt{2}} \ln \rho_{even}(\phi_2(n))$$

$$\kappa_{odd} = \frac{\sigma^2}{2\sqrt{2}} \ln \rho_{odd}(\phi_2(n))$$

式 2 4 および 2 5 内の σ^2 (山バー) は式 2 0 に関して上に定義した雑音分散 σ^2 の推定値である。また式 2 4 および 2 5 内の自然対数はそれぞれ $\rho_{even}(\phi_2(n))$ と $\rho_{odd}(\phi_2(n))$ という関数を用いており、これら ※

$$\rho_{even} = \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = 0$$

$$\rho_{even} = \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = \pi$$

$$\rho_{odd} = \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = \frac{-\pi}{2}$$

$$\rho_{odd} = \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = \frac{\pi}{2}$$

【0 0 7 3】次にブロック 1 0 0₁の全体の動作について説明する。一般にブロック 1 0 0₁は4つのコンステレーション値 (すなわち、偶数スロット n では

$$\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \{0, \pi\}$$

、奇数スロット n では

$$\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \left\{ \frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right\}$$

) のどれが式 2 2 の解 (すなわち、最大値) を生成するかを決定する。また式 2 1 から容易に分かるように、この最大値は、(1) DPCHパイロット記号 (すなわち、 $y(n)$) と、(2) 精度を高めたチャンネル推定値 (すなわち、平均化し、PCCPCHパイロット記号に応じて得られた $\alpha_{2,n}$ (山バー)) に PCCPCHパイロット記号を掛けた積、との点乗積に係る。ブロック 1 0 0₁の次の動作は (図 6 のいくつかの動作と同様の性質から理解されるように) この点乗積の実数部と虚数部を取り出し、 $\phi_2(n)$ のどの値にこの点乗積を掛けると最大値が得られるかを決定する。しかし以下の動作の説明から分かるように、この方法により全体の計算の複雑さは減る。それは、上に説明したように、好ましい実施の形態ではフィードバック復号および処理ブロック 2 1 は、式 1 7 に示すように2つの逐次のフィードバック値に応じる平均として $w_{2,T}(n)$ を決定する

*が発生する論理的確率である。

【0 0 7 2】上の説明から、しきい値ブロック 1 2 4 は k_{even} と k_{odd} を次の式 2 4 および 2 5 に従って決定する。

式 2 4

式 2 5

※の関数は式 2 6 乃至 2 9 に従って定義される。各関数の値はしきい値ブロック 1 2 4 がブロック 5 2 から受ける $\phi_2(n)$ の値に基づく。

式 2 6

式 2 7

式 2 8

式 2 9

が、これを最初は処理しないからである。以上から分かるように、スイッチ 1 1 6 は、偶数スロット (すなわち、n が偶数 (例えば、2 i) のときは2つのコンステレーション値 {0, π } だけを考慮し、奇数スロット (すなわち n が奇数 (例えば、2 i + 1) のときは2つのコンステレーション値 { $\pi/2$, $-\pi/2$ } だけを考慮するように動作する。また図 6 に関連して前に説明した複素数原理を用いれば複雑さはいくらか減る。読者はこの説明をよく知っているはずなので、図 8 に関しては詳細に繰り返さない。

【0 0 7 4】次にブロック 1 0 0₁の実成分抽出ブロック 1 1 8 の動作とその出力に対する応答を説明し、式 2 2 の結果を最大にする推定値 $\phi_{2,T}(n)$ (山バー) (n) を決定する方法を示す。実成分抽出ブロック 1 1 8 とその出力に関連するブロックは n が偶数で

$$\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \{0, \pi\}$$

の場合を処理する。n が偶数なので、加算器 1 2 2 でこの抽出された実数部と、しきい値ブロック 1 2 4 からのしきい値 k_{even} とを加算する。 k_{even} の計算についての前の説明から当業者が理解するように、 k_{even} は非ゼロ数である。得られた和の出力 1 2 3₃ を決定ブロック 1 2 6 に与える。決定ブロック 1 2 6 は、式 8 と 9 の以前の説明から理解される方法で流れを決める。特定して述べると、式 8 と 9 から理解されるように、ブロック 1 2

6の決定により $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) の値が2つの値のどちらか (すなわち、 $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) = 0 または $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) = π) をとると、式22内の項

$$e^{j\phi_n}$$

は被乗数1か-1になる。式22内の積の

$$\text{real}\{y^H(n)b_1(n)e^{j\phi^{(m)}}\}$$

内の項

$$e^{j\phi_n}$$

以外の部分にブロック124からの k_{even} しきい値を加えた値が正の場合は、 $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) = 0の場合に対応する1という被乗数を前記和に掛けると、式22の最大値が得られる。

$$\text{real}\{y^H(n)b_1(n)\}$$

が正であることを決定ブロック126が検出し、流れをブロック128に進めて $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) に0度 20の値を割り当てると、この解は実現される。

【0075】または、式22内の積の

$$\text{real}\{y^H(n)b_1(n)e^{j\phi^{(m)}}\}$$

内の項

$$e^{j\phi^{(m)}}$$

以外の部分にブロック124からの k_{even} しきい値を加えた値が負の場合は、 $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) = π の場合に対応する-1という被乗数を残りの部分に掛けると、式22の最大値が得られる。

$$\text{real}\{y^H(n)b_1(n)\}$$

が負であることを決定ブロック126が検出し、流れをブロック130に進めて $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) に π 度の値を割り当てると、この解は実現される。これまでの説明から当業者が理解するように、式22はnが偶数のときは一般にブロック100₁により最大になるが、その他に、フィードバック誤り率 ε も部分的に $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) を決定する。特に後者について述べると、40当業者が確認するように、 ε が比較的小さいときは、ブロック52が前に決定してブロック100₁に与えた ϕ_2 (n) と同じ値が $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) に割り当てられる可能性が大きい。最後に、ブロック118、126、128、130を用いることにより、実際に $e^{j\phi}$ を掛けるという追加の複雑な計算を必要とせずに、式22の解を生成することができる。

【0076】次に虚成分抽出ブロック120の動作とその出力に対する応答を説明する。これも式22の推定最大結果を生じる $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) の値を決定す 50

る。虚成分抽出ブロック120とその出力に関連するブロックはnが奇数で

$$\phi_{2,T}(n) \in \left\{ \frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right\}$$

の場合を処理する。nが奇数なので、加算器134でこの抽出された虚数部と、しきい値ブロック124からのしきい値 k_{odd} とを加算する。 k_{even} と同様に k_{odd} も非ゼロ数であって、 k_{odd} の符号と大きさに応じてブロック120から抽出された虚数部をシフトする。加算器134から得られる和の出力134₃を決定ブロック136に与える。決定ブロック136は、式10と11の以前の説明から理解される方法で流れを決める。特定して述べると、式10と11から理解されるように、ブロック134の決定により $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) の値が2つの値のどちらか (すなわち、 $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) = $\pi/2$ または $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) = $-\pi/2$) をとると、式22内の項

$$e^{j\phi^{(m)}}$$

は被乗数jか-jになる。

【0077】更に、項

$$e^{j\phi^{(m)}}$$

というこれらの被乗数の1つを掛けて式22の項

$$\text{real}\{y^H(n)b_2(n)\}$$

を最大にするには、複素数が正の虚数部 (ブロック120から抽出された) を持つときはこの複素数に-jを掛けなければならない。したがって図8において、ブロック120からの複素点乗積としきい値 k_{odd} を加算器134で加算した数が正の虚数部を持つ場合は ϕ_2 (n) = $-\pi/2$ のときに積

$$\text{real}\{y^H(n)b_2(n)e^{j\phi^{(m)}}\}$$

は最大になるので、決定ブロック134は流れをブロック140に進め、この場合は $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) に $-\pi/2$ という値を割り当てる。逆に、複素数が負または0の虚数部を持つ場合は、項

$$e^{j\phi_n}$$

という被乗数の1つを掛けてこの数を最大にするには、この複素数にjを掛けなければならない。このように図8において、ブロック120からの複素点乗積としきい値 k_{odd} を加算器134で加算した数が負または0の虚数値を持つ場合は ϕ_2 (n) = $\pi/2$ のときに積

$$\text{real}\{y^H(n)b_2(n)e^{j\phi^{(m)}}\}$$

は最大になるので、決定ブロック134は流れをブロック138に進め、この場合は $\phi_{2,T}$ (山バー) (n) に

$\pi/2$ という値を割り当てる。以上の説明から、式 2 2 は n が奇数のときは一般にブロック 1 0 0₁により最大になることが分かるが、この場合もフィードバック誤り率 ε の相対的な値からこの決定を補うという更に優れた機能を有する。

【0 0 7 8】ブロック 1 0 0₁の説明の最後として、偶数スロット n のときはブロック 1 2 8 または 1 3 0 により、また奇数スロット n のときはブロック 1 3 8 または 1 4 0 による決定される $\phi_{2,T}(n)$ (山バー) (n) の各値は、2 スロット平均化ブロック 1 3 2 の入力に接続する。ブロック 1 3 2 は 2 つの最新の受信値 $\phi_{2,T}(n)$ (山バー) (n) と $\phi_{2,T}(n-1)$ を平均してその出力値 $w_{2,T}(n)$ (山バー) (n) を生成する。したがってこの平均化法は、基地局 1 2 が 2 つの逐次のビームフォーマ係数を平均するという、式 1 7 に関して前に説明した動作を近似する。またブロック 1 0 0₁の動作から、好ましい実施の形態を前に導入したときに、2 つの回転する仮説試験と呼ぶ型のビームフォーマ確認を用いると述べた理由が分かる。特に図 8 から分かるように、

$$\max_{m \in M} \left(\text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) e^{j\hat{\theta}^{(m)}} \right\} + \mu(m) \right) \quad \text{式 30}$$

ただし、 m は指標付け、

$$M \in \{1, 2, 3, 4\}$$

は許容できる $\theta^{(m)}$ (山バー) 値のインデックスセット、 $\mu(m)$ は m に依存するしきい値パラメータであり、また

$$\hat{\theta}^{(1)} = \frac{\pi}{4}, \hat{\theta}^{(2)} = \frac{3\pi}{4}, \hat{\theta}^{(3)} = \frac{-3\pi}{4}, \hat{\theta}^{(4)} = \frac{-\pi}{4}$$

である。ブロック 1 0 0₂は図 8 のブロック 1 0 0₁といくつかの構成要素を共用するが、図 9 のかかる構成要素には図 8 と同じ参照番号を用いる。これらの項目について簡単に述べると、同じ入力値 $y(n)$ 、 $\alpha_{2,n}$ (山バー)、 $\phi_2(n)$ と、 $b_2(n)$ のベクトル要素を決定するベクトル形成ブロック 1 1 2 と、上に示した式 2 3 の結果を生成する複素点乗積ブロック 1 1 4 を含む。ブロック 1 0 0₂の残りの態様はブロック 1 0 0₁と種々の点で異なる。これについては後で詳細に説明する。

【0 0 8 0】ブロック 1 1 4 からの点乗積はその出力を介して 4 つの異なる乗算器 1 5 0、1 5 2、1 5 4、1 5 6 に第 1 の被乗数として接続する。また各乗算器 1 5 0、1 5 2、1 5 4、1 5 6 はそれぞれ第 2 の被乗数

$$e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{3\pi}{4}}, e^{j\frac{-3\pi}{4}}, e^{j\frac{-\pi}{4}}$$

を受ける。これらの第 2 の被乗数を説明したブロック 1 0 0₂の全体の動作を説明すれば、図 8 のブロック 1 0 0₁と比較することにより、前に式 1 7 に関して説明した基地局 1 2 が行う 2 スロット平均化をブロック 1 0 0₂が直接処理することが理解される。前に述べたよう

スロット n 毎に 2 つの仮説のどちらかを試験する。すなわち偶数スロット n では 2 つの仮説は

$$\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \{0, \pi\}$$

に対応し、奇数スロット n では 2 つの仮説は

$$\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \left\{ \frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right\}$$

に対応する。またこの試験が回転すると言う理由は、 n が奇数か偶数かに従ってこの試験が 2 つの仮説の各集合を交互に用いるからである。

【0 0 7 9】図 9 はビームフォーマ確認ブロック 1 0 0₂の第 2 の例のブロック図を示す。これは図 7 のビームフォーマ確認ブロック 1 0 0 として実現することもできる。ブロック 1 0 0₂は後で説明する 4 仮説単一ショット試験に従って動作し、 $w_{2,T}(n)$ (山バー) (n) で示す推定値 (これは次の式 3 0 内の値 $\theta^{(m)}$ (山バー) に関係する) を生成する。

に、偶数スロットと奇数スロットを平均すると θ

(m) (山バー) のコンステレーションは集合 $\{\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4\}$ の中の 4 つの値である。後で理解されるように、ブロック 1 0 0₂はこの全コンステレーションを 1 つの並列動作で処理する。各乗算器 1 5 0、1 5 2、1 5 4、1 5 6 の出力は実成分抽出ブロック 1 5 8、1 6 0、1 6 2、1 6 4 にそれぞれ入力として接続し、これらのブロックはその入力値の実数部を取り出して、出力をそれぞれ加算器 1 6 6、1 6 8、1 7 0、1 7 2 に第 1 の加数として与える。また各加算器 1 6 6、1 6 8、1 7 0、1 7 2 はしきい値ブロック 1 7 4 から第 2 の加数を受ける。

【0 0 8 1】更にしきい値ブロック 1 7 4 に関して述べると、ブロック 5 2 からの $\phi_2(n)$ の値は指数計算ブロック 1 7 6 に入り、ブロック 1 7 6 は値

$$e^{j\phi_2(n)}$$

を決定して出力する。この出力は 2 スロット平均化ブロック 1 7 8 に接続し、ブロック 1 7 8 は 2 つの逐次の値、すなわち

$$e^{j\phi_2(n)}$$

と

$$e^{j\phi_2(n-1)}$$

に応じて出力値

$$\frac{e^{j\theta(n)}}{\sqrt{2}}$$

を与える。この出力がしきい値ブロック 1 7 4 の入力である。またしきい値ブロック 1 7 4 は図 8 のしきい値ブ

ロック 1 2 4 と同様に、フィードバック・ビット誤り率 ε に応答する。図 9 のブロック 1 0 0₂ では $\theta^{(m)}$ (山バー) の 4 値コンステレーションを考慮するので、式 3 0 に関するその決定はより正確である。しかしこのため、ブロック 1 7 4 からのしきい値の決定はより複雑にな *

る。特定して述べると、しきい値ブロック 1 7 4 は ε に応じて、また $\theta(n)$ の対応する値に基づいて、式 3 0 の $\mu(m)$ の実際の値を次の表 4 に示すように決定する。

$$\mu(m) = \frac{\sigma^2}{\sqrt{2}} \ln \rho_m(\theta(n)) \quad , \quad m=1,2,3,4$$

	$\theta(n) = \frac{\pi}{4}$	$\theta(n) = \frac{3\pi}{4}$	$\theta(n) = \frac{-3\pi}{4}$	$\theta(n) = \frac{-\pi}{4}$
$\rho_1(\theta(n))$	$(1-\varepsilon)^2$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	ε^2	$\varepsilon(1-\varepsilon)$
$\rho_2(\theta(n))$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	$(1-\varepsilon)^2$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	ε^2
$\rho_3(\theta(n))$	ε^2	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	$(1-\varepsilon)^2$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$
$\rho_4(\theta(n))$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	ε^2	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	$(1-\varepsilon)^2$

表 4

表 4 から m に対応する値が決定され、 $\theta(n)$ の同じ値に対応して加算器 1 6 6、1 6 8、1 7 0、1 7 2 にそれぞれ与えられる。例えば、 m が所定の値で $\theta(n) = \pi/4$ の場合は、決定されたしきい値 $\mu(m)$ が加算器 1 6 6 に与えられる。いずれにしても、各値 $\mu(m)$ と、実成分抽出ブロック 1 5 8、1 6 0、1 6 2、1 6 4 からの対応する出力とを加算する。

【0 0 8 2】各加算器 1 6 6、1 6 8、1 7 0、1 7 2 の出力は最大検出および相関回路 1 8 0 に入力として接続する。以下に詳細に説明するように、回路 1 8 0 はその 4 入力の中の最大の入力を決定し、この値と相関する $\theta(n)$ の値を選択する。例えば、最大入力が加算器 1 6 6 からの入力の場合は、回路 1 8 0 はこの値を検出して $\theta(n) = \pi/4$ の値をその最大値に相関させる。当業者が理解するように、回路 1 8 0 は同様に、 $\theta(n) = 3\pi/4$ を加算器 1 6 8 からの最大値に、また $\theta(n) = -3\pi/4$ を加算器 1 7 0 からの最大値に、また $\theta(n) = -\pi/4$ を加算器 1 7 2 からの最大値に相関させる。いずれにしても、 $\theta(n)$ という相関値が、ブロック 1 0 0₂ から値 $w_{2,T}$ (山バー) (n) として出力される。

【0 0 8 3】同等のブロックについて種々説明し、ブロック 1 0 0₂ 内の種々のブロックの動作と式 3 0 内の各項について説明したので、当業者にはブロック 1 0 0₂

の動作についての更に詳細な説明は必要ないと思う。要約すると、乗算器 1 5 0、1 5 2、1 5 4、1 5 6 は点乗積ブロック 1 1 4 の出力に $\theta(n)$ のそれぞれの可能な値を掛け、掛けた結果の実数部を取り出して、式 3 0 の項

$$\text{real}\{y^H(n)b_2e^{j\theta(n)}\}$$

を与える。また、ブロック 1 7 4 によるしきい値の調整と各加算器の動作はブロック 1 0 0₁ についてすでに説明した操作と同様である。また式 3 0 には $\mu(m)$ という項が加わっている。最後に、ブロック 1 8 0 は式 3 0 の目標である最大の解を選択する。

【0 0 8 4】式 3 0 を解く 1 つの実施の形態であるブロック 1 0 0₂ の説明をこれで終わるが、これは図 8 のブロック 1 0 0₁ の実施の形態に比べてやや複雑である。例えば、ブロック 1 0 0₂ では 4 つの複素乗算が必要であるが、これはブロック 1 0 0₁ では必要ない。他方でブロック 1 0 0₂ は、式 1 7 に関して前に説明したような基地局 1 2 が行う 2 スロット平均化の影響を直接考慮する。これらの考慮点とその他の設計要因または評価基準から、当業者はブロック 1 0 0₁ と 1 0 0₂ のどちらかを選ぶことができる。最後に、ブロック 1 0 0₂ は 4 仮説単一ショット試験法 (すなわち、スロット n 毎に単一の並列動作で 4 つの仮説を試験する方法、ただし 4 つの

仮説は $\theta(n) = \{\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4\}$ に対応する)で動作すると前に述べた理由は、ブロック100₂の動作から分かる。

【0085】上記から理解されるように、これまで説明した種々の実施の形態は、従来技術のモード1と2に代わる単一の広範囲閉ループ・モードを提供する。この好ましい広範囲閉ループ・モードは種々の利点を有する。例えば、スロット当たりのコンステレーション回転により、 $w_{2,T}(n)$ は4つの可能な値(すなわち、2値/スロット*2スロット/回転サイクル=4値)の有効なコンステレーションを含む。これと平滑化平均フィルタにより妥当な解が得られ、また中低位のチャンネル・フェージング速度におけるフィードバック遅れが減る。別の例として、好ましい実施の形態の広範囲閉ループ・モードをシミュレートすると、従来技術のモード1と2と同等のまたはより優れた結果が得られる。従来技術はモード1と2を切り替える必要があるのでこれに対応する複雑さと遅れがあったが、好ましい実施の形態では2つの従来技術のモードの代わりに単一モードを用いるのでかかる欠点が無くなった。更に別の利点として、上述の教示は2アンテナより多いアンテナxを持つ基地局に適用することができる。この場合も第1の値 $w_1(n)$ を基準化し、ユーザ局14は他のxアンテナごとに ϕ

(n)の値を決定し、対応する重みをこれらの各値に割り当てて、基地局にフィードバックする。

【0086】この場合も、瞬時パワーを最大にするように $\phi(n)$ を決定する。これは式6の拡張として得られる。更に別の例として、好ましい広範囲閉ループ・モードと従来技術のモード3を結合して、表1内のドップラー・フェージングの全範囲をカバーすることができる。例示した利点の別の例として、ビームフォーマ確認の別の方法を開示した。最後の例として、本発明はCDMA以外のシステム(例えば、時分割多元接続(TDMA)や、直交周波数分割多重通信(OFDM))にも適用することができる。種々の実施の形態について詳細に説明したが、特許請求の範囲に規定されている本発明の範囲から逸れずに種々の修正や変更を行うことができる。

【0087】連邦政府後援の研究開発に関する言明本出願は、米国暫定出願番号第60/148,972号(TI-29547PS)、1999年8月13日出願の、

35 U. S. C. § 119 (e) (1)に従う権利を請求する。

【図面の簡単な説明】

【図1】好ましい実施の形態を実現することのできる閉ループ送信アンテナ・ダイバーシティ・システムの図。

【図2】図1のユーザ局14の選択されたブロックの拡張図。

【図3】従来技術のモード1による、2つの異なる位相シフト値の一方に対するチャンネル測定値のマッピングを示すグラフ。

【図4】従来技術のモード2による、それぞれ45度回転して回転毎に2つの異なる位相シフト値の一方に対してチャンネル測定値をマッピングするチャンネル測定値のマッピングを示すグラフ。

【図5】好ましい実施の形態の広範囲閉ループ・モードによる、それぞれ90度回転して回転毎に2つの異なる位相シフト値の一方に対してチャンネル測定値をマッピングするチャンネル測定値のマッピングを示すグラフ。

【図6】図2の、また好ましい実施の形態における、ビームフォーマ係数計算ブロック52とビームフォーマ係数2進符号化ブロック54の機能的動作のブロック図。

【図7】図2の、また好ましい実施の形態における、チャンネル推定およびビームフォーマ確認ブロック56のブロック図。

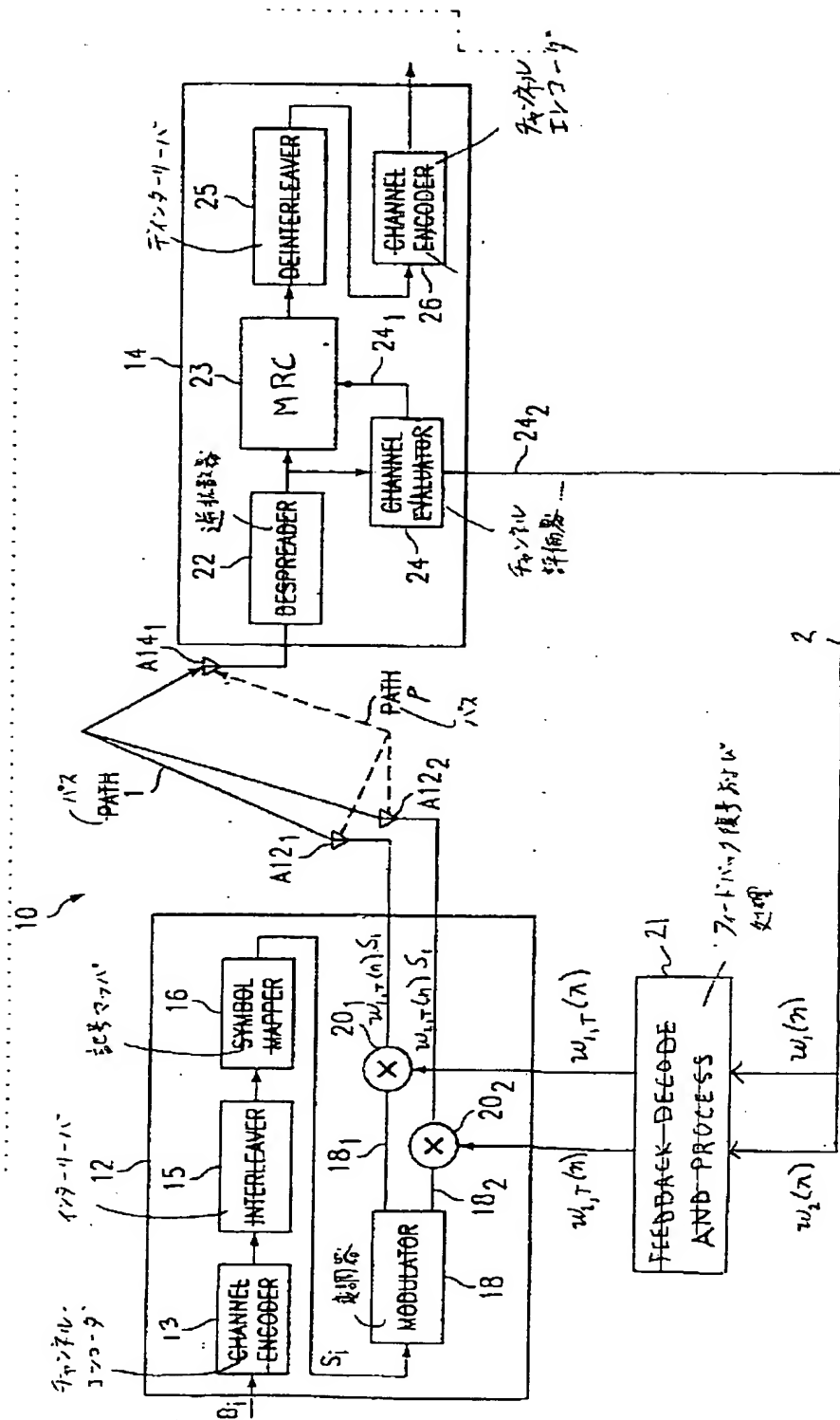
【図8】図7のビームフォーマ確認ブロック100として容易に実現され、また2回転仮説試験法に従って動作する、ビームフォーマ確認ブロック100₁の第1の実現のブロック図。

【図9】これも図7のビームフォーマ確認ブロック100として実現され、また4仮説単一ショット試験に従って動作する、ビームフォーマ確認ブロック100₂の第2の実現のブロック図。

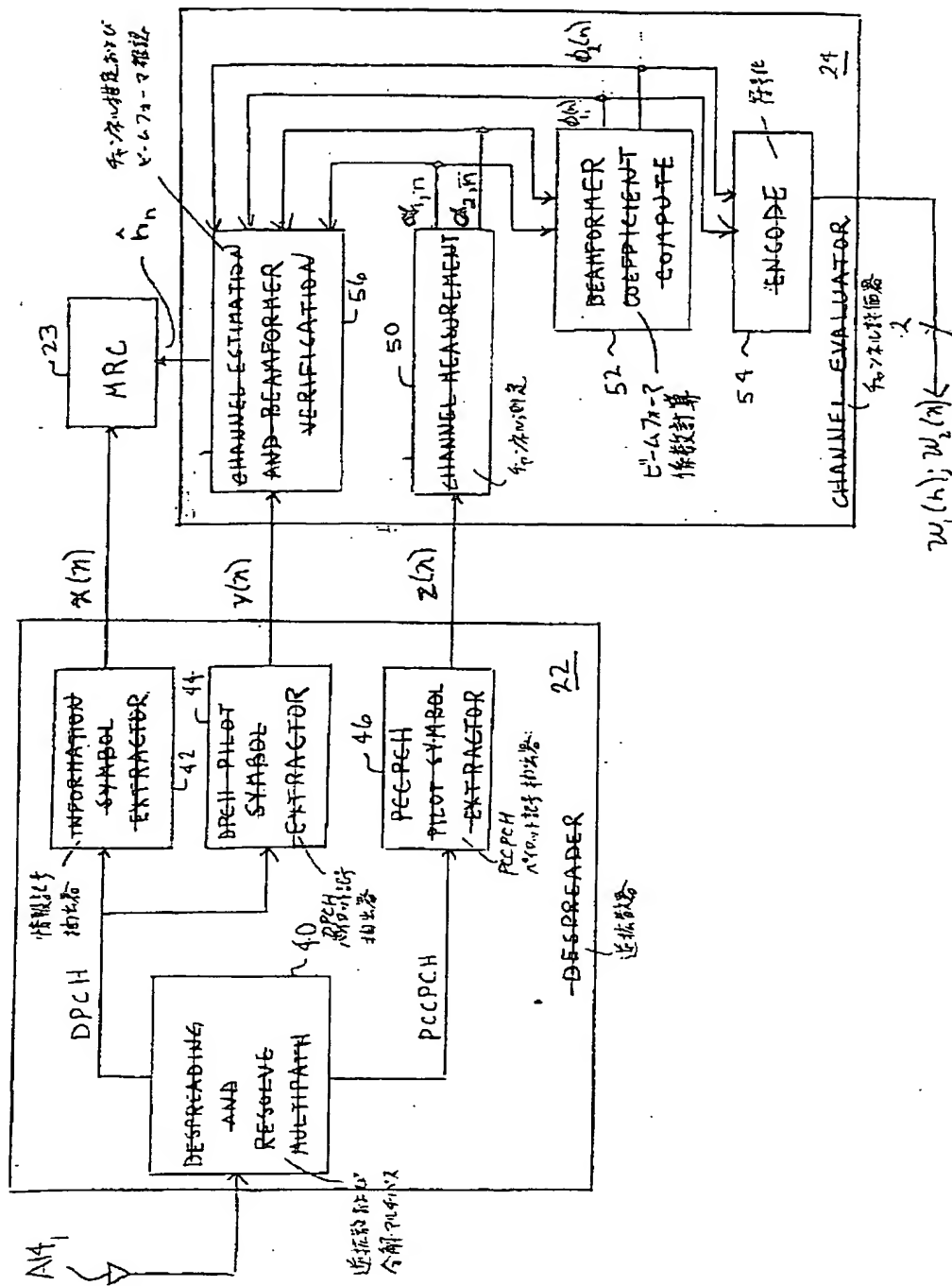
【符号の説明】

- 10 無線通信システム
- 12 ユーザ局
- 14 送信局
- 22 逆拡散回路
- 24 チャンネル評価器
- 50 チャンネル測定回路
- 52 ビームフォーマ係数計算回路

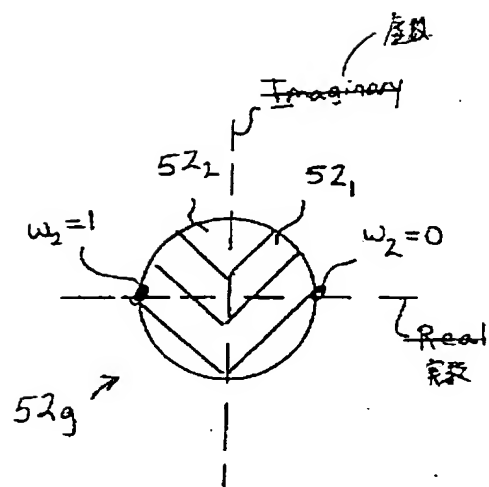
【図1】



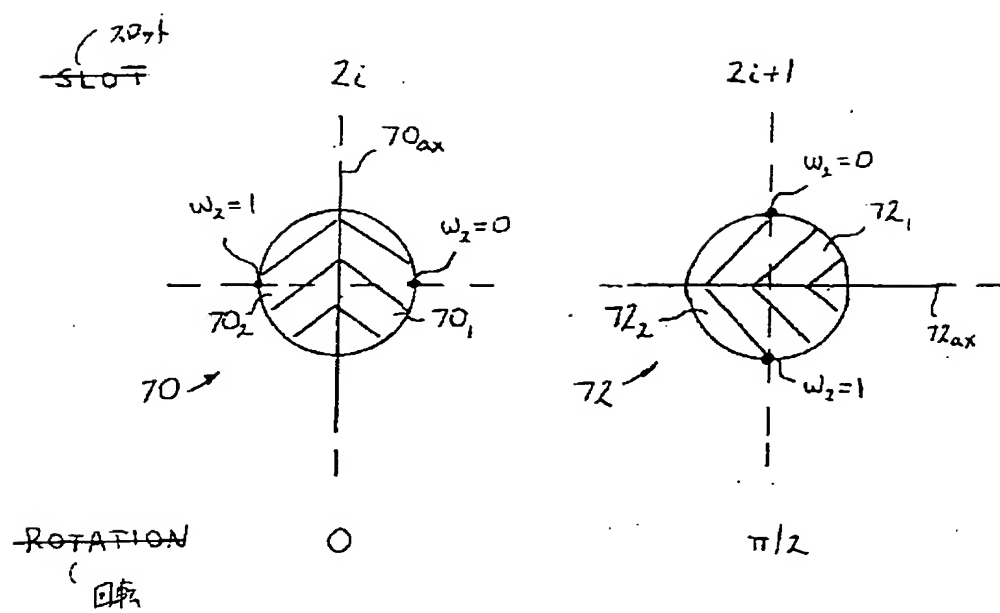
【図2】



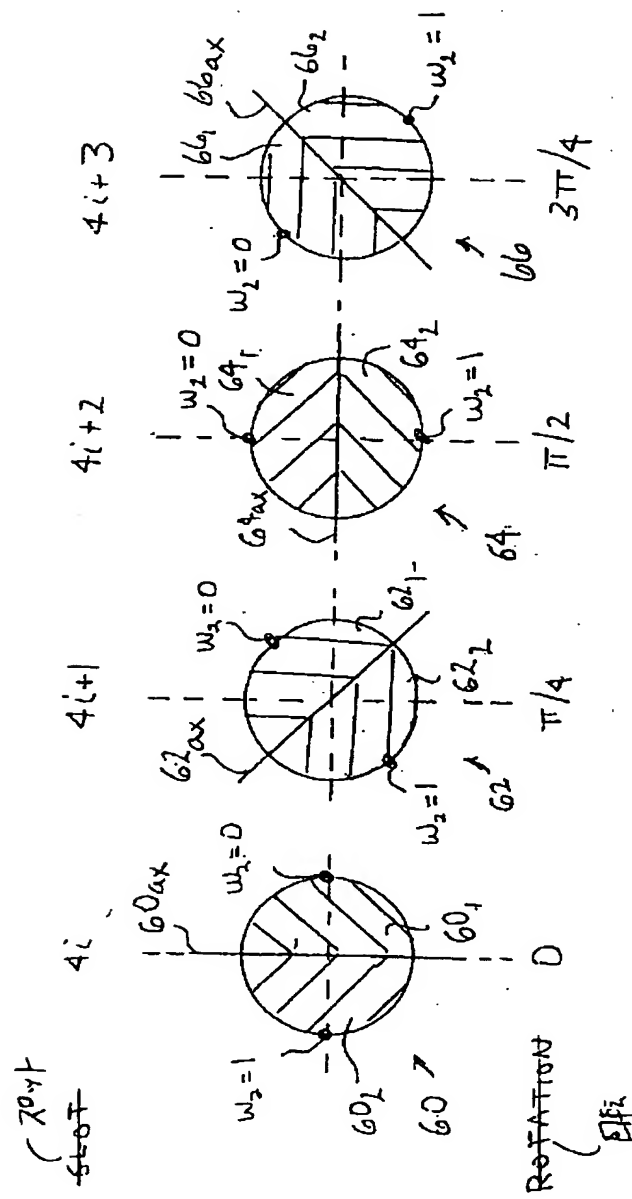
【図3】



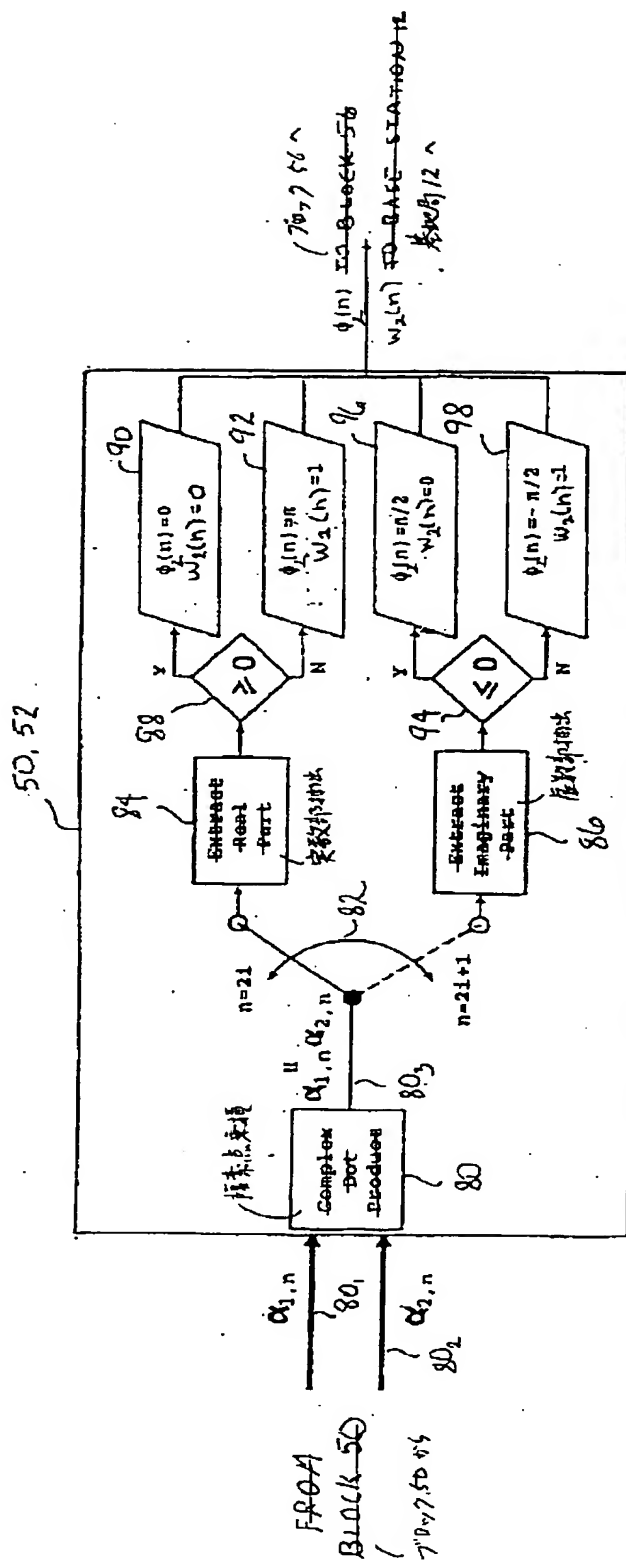
【図5】



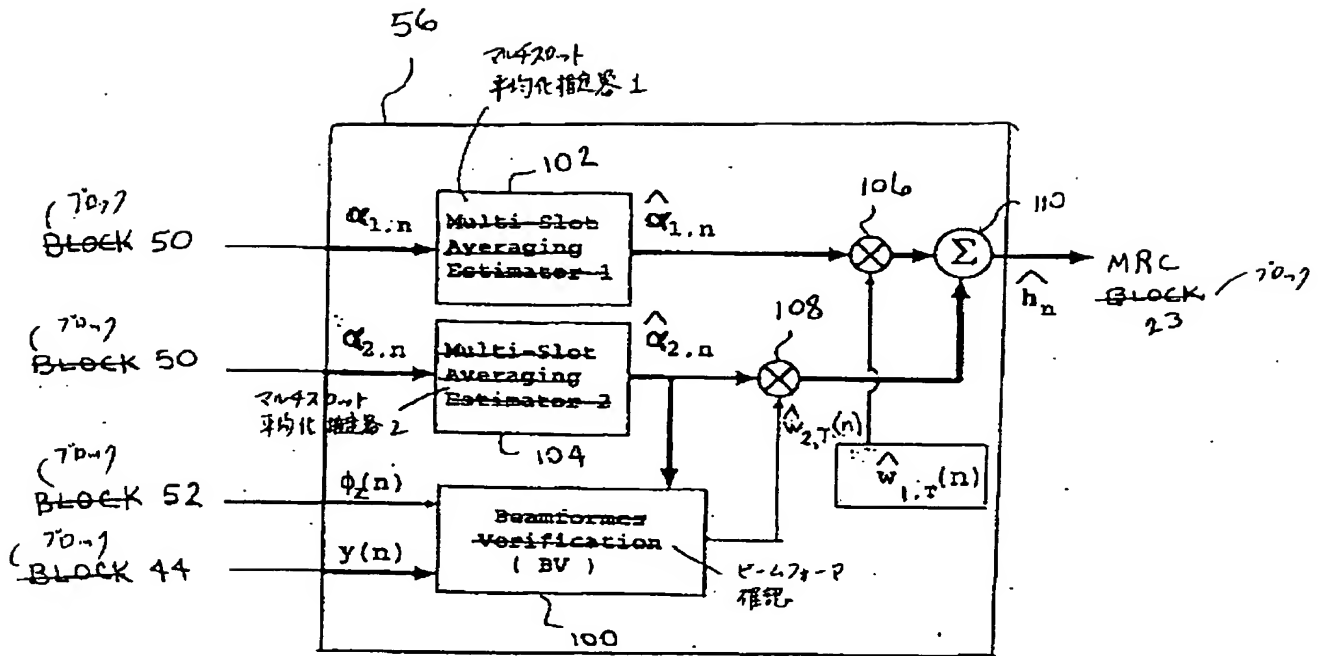
【图4】



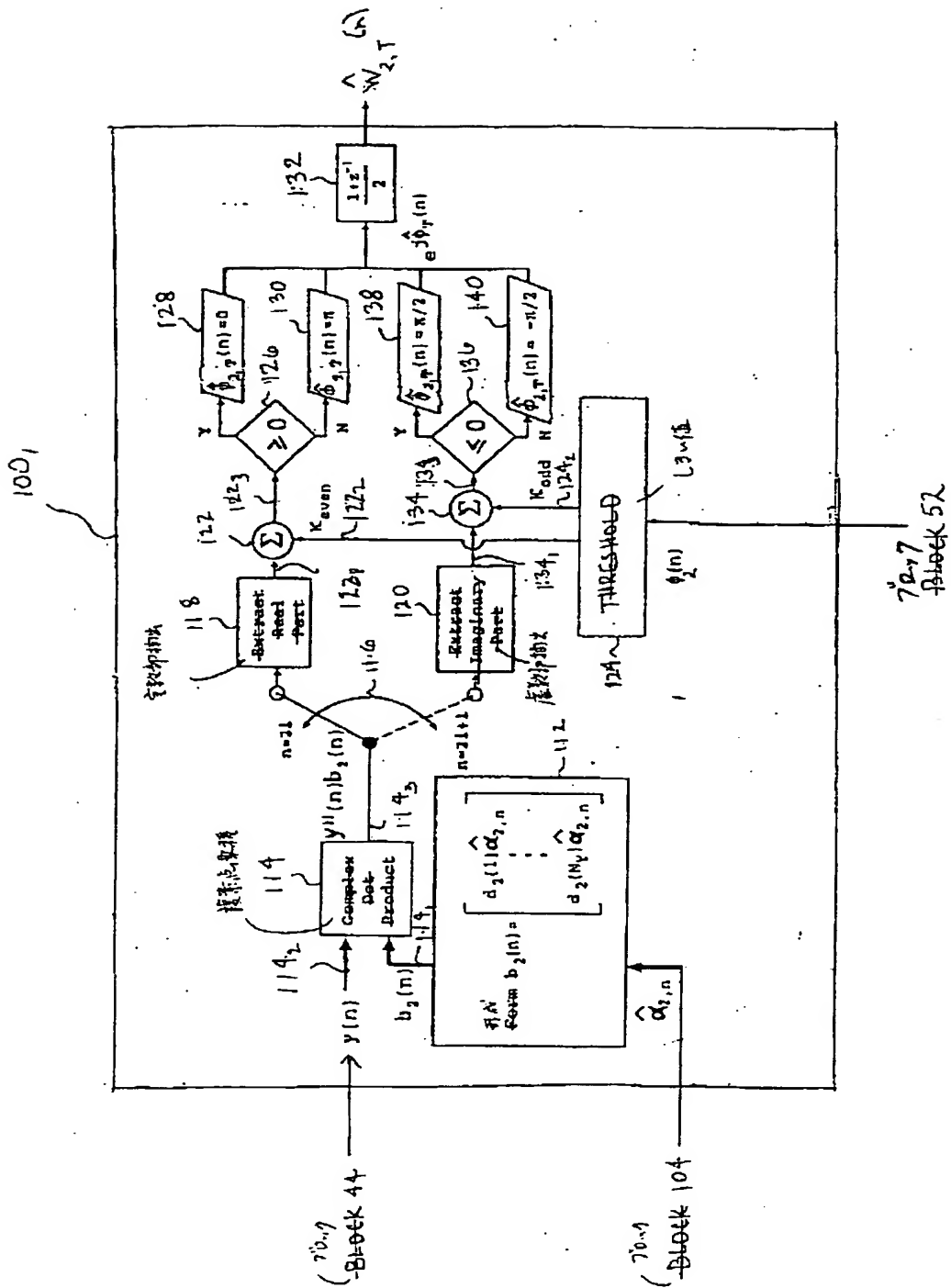
【図 6】



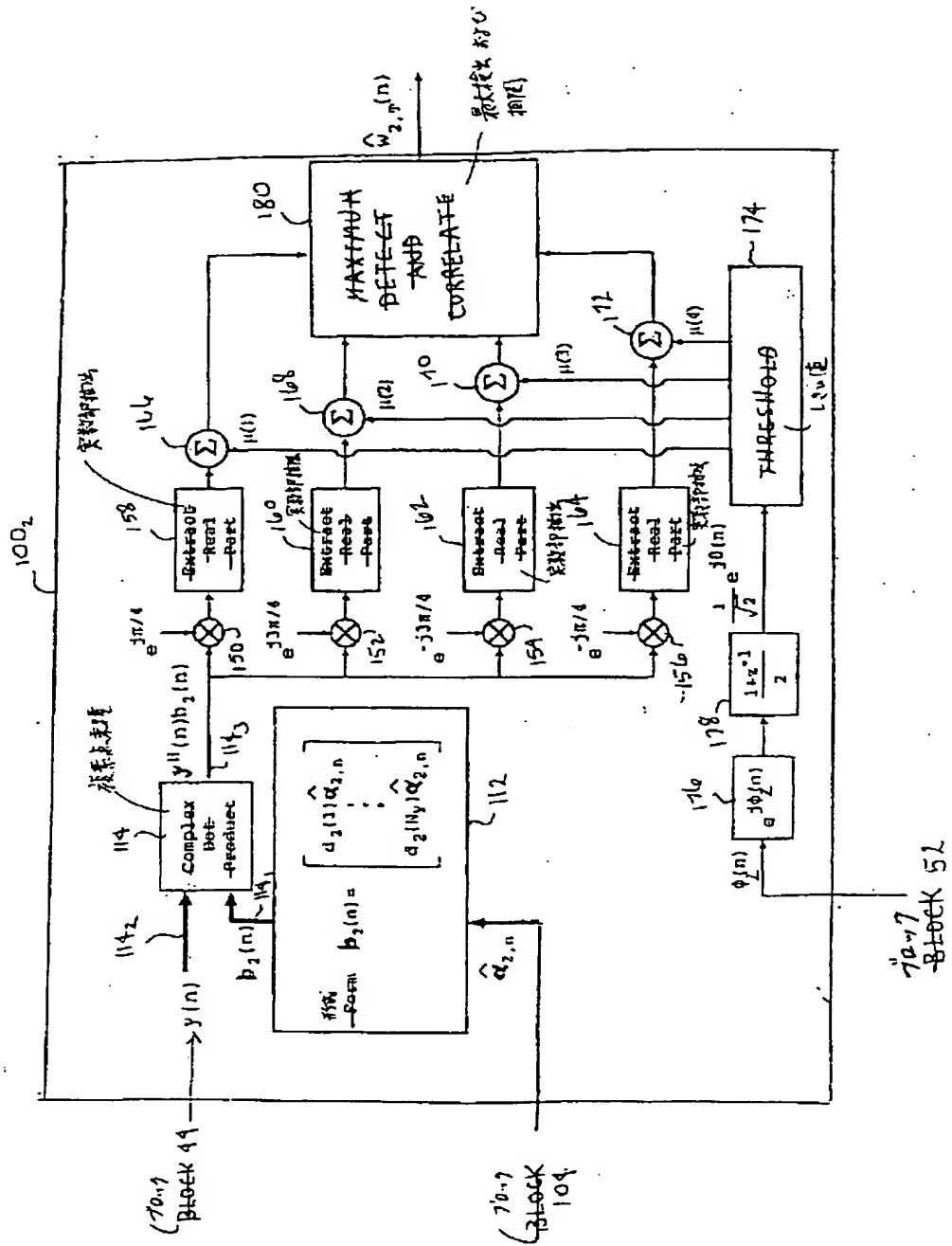
【図7】



【图8】



【图9】



【外国語明細書】

TITLE OF THE INVENTION

Code Division Multiple Access Wireless System With Closed Loop Mode
Using Ninety Degree Phase Rotation And Beamformer Verification

CROSS-REFERENCES TO RELATED APPLICATIONS

Not Applicable

5

STATEMENT REGARDING FEDERALLY SPONSORED RESEARCH OR DEVELOPMENT

This application claims the benefit, under 35 U.S.C. §119(c)(1), of U.S. Provisional Application No. 60/148,972 (TI-29547PS), filed August 13, 1999, and incorporated herein by this
10 reference.

BACKGROUND OF THE INVENTION

The present embodiments relate to wireless communications systems and, more particularly, to
15 a closed-loop mode of operation for such systems.

Wireless communications have become very prevalent in business, personal, and other applications, and as a result the technology for such communications continues to advance in various areas. One such advancement includes the use of spread spectrum communications, including that of code division multiple access ("CDMA"). In such communications, a user station (e.g., a hand held
20 cellular phone) communicates with a base station, where typically the base station corresponds to a

TI-29547

PATENT

"cell." Further, CDMA systems are characterized by simultaneous transmission of different data signals over a common channel by assigning each signal a unique code. This unique code is matched with a code of a selected user station within the cell to determine the proper recipient of a data signal. CDMA continues to advance and with such advancement there has brought forth a next generation wideband CDMA ("WCDMA"). WCDMA includes alternative methods of data transfer, one being frequency division duplex ("FDD") and another being time division duplex ("TDD").

Due to various factors including the fact that CDMA communications are along a wireless medium, an originally transmitted communication from a base station to a user station may arrive at the user station at multiple and different times. Each different arriving signal that is based on the same original communication is said to have a diversity with respect to other arriving signals originating from the same transmitted communication. Further, various diversity types may occur in CDMA communications, and the CDMA art strives to ultimately receive and identify the originally transmitted data by exploiting the effects on each signal that are caused by the one or more diversities affecting the signal.

One type of CDMA diversity occurs because a transmitted signal from a base station is reflected by objects such as the ground, mountains, buildings, and other things that it contacts. As a result, a same single transmitted communication may arrive at a receiving user station at numerous different times, and assuming that each such arrival is sufficiently separated in time, then each different arriving signal is said to travel along a different channel and arrive as a different "path." These multiple signals are referred to in the art as multiple paths or multipaths. Several multipaths may eventually arrive at the user station and the channel traveled by each may cause each path to have a different phase, amplitude, and signal-to-noise ratio ("SNR"). Accordingly, for one communication from one base station to one user station, each multipath is originally a replica of the same originally transmitted data, and each path is said to have time diversity relative to other multipath(s) due to the difference in arrival time which causes different (uncorrelated) fading/noise characteristics for each multipath. Although multipaths carry the same user data to the receiver, they may be separately recognized by the receiver based on the timing of arrival of each multipath. More particularly, CDMA communications are modulated using a spreading code which consists of a series of binary pulses, and this code runs at a higher rate than the symbol data rate and determines the actual transmission bandwidth. In the current

TI-29547

PATENT

industry, each piece of CDMA signal transmitted according to this code is said to be a "chip," where each chip corresponds to an element in the CDMA code. Thus, the chip frequency defines the rate of the CDMA code. Given the use of transmission of the CDMA signal using chips, then multipaths separated in time by more than one of these chips are distinguishable at the receiver because of the low auto-correlations of CDMA codes as known in the art.

In contrast to multipath diversity which is a natural phenomenon, other types of diversity are sometimes designed into CDMA systems in an effort to improve SNR, thereby improving other data accuracy measures (e.g., bit error rate ("BER"), frame error rate ("FER"), and symbol error rate ("SER")). An example of such a designed diversity scheme is antenna diversity and is introduced here since it pertains to the communication methodology used in the preferred embodiments discussed later. Looking first in general to antenna diversity, which is sometimes referred to as antenna array diversity, such diversity describes a wireless system using more than one antenna by a same station. Antenna diversity often proves useful because fading is independent across different antennas. Further, the notion of a station using multiple antennas is often associated with a base station using multiple antennas to receive signals transmitted from a single-antenna mobile user station, although more recently systems have been proposed for a base station using multiple antennas to transmit signals transmitted to a single-antenna mobile station. The present embodiments relate more readily to the case of a base station using multiple transmit antennas and, thus, this particular instance is further explored below.

The approach of using more than one transmit antenna at the base station is termed transmit antenna diversity. As an example in the field of mobile communications, a base station transmitter is equipped with two antennas for transmitting to a single-antenna mobile station. The use of multiple antennas at the base station for transmitting has been viewed as favorable over using multiple antennas at the mobile station because typically the mobile station is in the form of a hand-held or comparable device, and it is desirable for such a device to have lower power and processing requirements as compared to those at the base station. Thus, the reduced resources of the mobile station are less supportive of multiple antennas, whereas the relatively high-powered base station more readily lends itself to antenna diversity. In any event, transmit antenna diversity also provides a form of diversity from which SNR may be improved over single antenna communications by separately processing and combining the diverse signals for greater data accuracy at the receiver. Also in connection with transmit

TI-29547

PATENT

antenna diversity and to further contrast it with multipath diversity described above, note that the multiple transmit antennas at a single station are typically within several meters (e.g., three to four meters) of one another, and this spatial relationship is also sometimes referred to as providing spatial diversity. Given the spatial diversity distance, the same signal transmitted by each antenna will arrive at a destination (assuming no other diversity) at respective times that relate to the distance between the transmitting antennas. However, the difference between these times is considerably smaller than the width of a chip and, thus, the arriving signals are not separately distinguishable in the same manner as are multipaths described above.

Given the development of transmit antenna diversity schemes, two types of signal communication techniques have evolved to improve data recognition at the receiver given the transmit antenna diversity, namely, closed loop transmit diversity and open loop transmit diversity. Both closed loop transmit diversity and open loop transmit diversity have been implemented in various forms, but in all events the difference between the two schemes may be stated with respect to feedback. Specifically, a closed loop transmit diversity system includes a feedback communication channel while an open loop transmit diversity system does not. More particularly for the case of the closed loop transmit diversity system, a receiver receives a communication from a transmitter and then determines one or more values, or estimates, of the channel effect imposed on the received communication. The receiver then communicates (i.e., feeds back) one or more representations of the channel effect to the transmitter, so the transmitter may then modify future communication(s) in response to the channel effect. For purposes of the present document, the feedback values are referred to as beamformer coefficients in that they aid the transmitter in forming its communication "beam" to a user station.

With the advancement of CDMA and WCDMA there has been a comparable development of corresponding standards. For instance, a considerable standard that has developed, and which continues to evolve, in connection with WCDMA is the 3rd Generation partnership Project ("3GPP") for wireless communications, and it is also reflected in 3GPP 2 systems. Under 3GPP, closed loop antenna diversity for WCDMA must be supported, and in the past 3GPP set forth a closed loop operational method that alternates between three different communication modes. The choice of a mode at a given time is dictated by the Doppler fading rate of a particular user station receiver; in other words, since user stations are likely to be mobile, then due to the mobility as well as other factors there is likely to be an

TI-29547

PATENT

amount of Doppler fading in the signals received by such a user station from a base station and this fading affects the choice of a closed loop mode. In addition to the different fading rates giving rise to the selection of one of the three prior art modes of operation, each mode differs in certain respects. One difference is based on how the beamformer coefficients are quantized by the user station, and other differences also apply to different ones of the modes. Such differences are detailed later. In any event, note here by way of background that generally there is a tradeoff among the three modes, where greater resolution in the feedback information, and hence a greater level of beamformer control, is achieved at the expense of increased feedback and processing delay.

The preceding three modes have proven to achieve a considerable level of performance as measurable in various manners, such as BER, FER, or SNR; however, the present inventors also have identified various drawbacks with the overall three mode approach. For example, a certain level of complexity is required to implement the necessary algorithm to switch between the three different modes in response to changes in Doppler fading. As another example, an alternative approach may be implemented using one mode which provides results that match or outperform the results achieved by the prior art modes 1 and 2 across the Doppler frequencies for which those prior art modes are used. Still other benefits may be ascertainable by one skilled in the art given a further understanding of the preferred embodiments, as should be accomplished from the detailed description provided below.

TI-29547

PATENT

BRIEF SUMMARY OF THE INVENTION

In the preferred embodiment, there is a wireless communication system. The system comprises a user station. The user station comprises despreading circuitry for receiving and despreading a plurality of slots received from at least a first transmit antenna and a second transmit antenna at a transmitting station. Each of the plurality of slots comprises a first channel comprising a first set of pilot symbols and a second channel comprising a second set of pilot symbols. The user station further comprises circuitry for measuring a first channel measurement for each given slot in the plurality of slots from the first transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot. The user station further comprises circuitry for measuring a second channel measurement for each given slot in the plurality of slots from the second transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot. The user station further comprises circuitry for measuring a phase difference value for each given slot in the plurality of slots in response to the first channel measurement and the second channel measurement for the given slot and in response to a ninety degree rotation of the given slot relative to a slot which was received by the despreading circuitry immediately preceding the given slot.

TI-29547

PATENT

BRIEF DESCRIPTION OF THE SEVERAL VIEWS OF THE DRAWING

Figure 1 illustrates a closed loop transmit antenna diversity system within which the preferred embodiments may be implemented.

Figure 2 illustrates an expanded view of selected blocks of user station 14 from Figure 1.

5 Figure 3 illustrates a graph to depict the prior art mode 1 mapping of a channel measurement to one of two different phase shift values.

Figure 4 illustrates four graphs to depict the prior art mode 2 mapping of channel measurements according to respective 45 degree rotations, where for each rotation the channel measurement is mapped to one of two different phase shift values.

10 Figure 5 illustrates two graphs to depict the mapping of channel measurements according to the preferred embodiment broad range closed loop mode according to respective 90 degree rotations, where for each rotation the channel measurement is mapped to one of two different phase shift values.

15 Figure 6 illustrates a block diagram of the functional operation of beamformer coefficient computation block 52 and beamformer coefficient binary encode block 54 from Figure 2 and according to the preferred embodiment.

Figure 7 illustrates a block diagram of channel estimation and beamformer verification block 56 from Figure 2 and according to the preferred embodiment.

20 Figure 8 illustrates a block diagram of a first implementation of a beamformer verification block 100₁ that may readily implemented as beamformer verification block 100 from Figure 7, and which operates according to a two rotating hypothesis testing method.

Figure 9 illustrates a block diagram of a second implementation of a beamformer verification block 100₂ that also may be implemented as beamformer verification block 100 from Figure 7, and which operates according to a four hypothesis single shot testing.

TI-29547

PATENT

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

Figure 1 illustrates a closed loop transmit antenna diversity system 10 within which the preferred embodiments may be implemented, and also which in a block form may represent the prior art. Accordingly, the following discussion first examines system 10 in a general fashion as applying to both
 5 the preferred embodiments and the prior art, followed by a detailed discussion with additional illustrations of the particular modifications to system 10 to implement the preferred embodiments.

Turning to system 10 of Figure 1, it includes a transmitter 12 and a receiver 14. By way of example, assume that transmitter 12 is a base station 12 while receiver 14 is a mobile user station 14. Also, for the sake of simplifying the discussion, each of these components is discussed separately below.
 10 Lastly, note that the closed loop technique implemented by system 10 is sometimes referred to in the art as a transmit adaptive array ("TxAA"), while other closed loop techniques also should be ascertainable by one skilled in the art.

Base station 12 receives information bits B_i at an input to a channel encoder 13. Channel encoder 13 encodes the information bits B_i in an effort to improve raw bit error rate. Various encoding
 15 techniques may be used by channel encoder 13 and as applied to bits B_i with examples including the use of convolutional code, block code, turbo code, concatenated codes, or a combination of any of these codes. The encoded output of channel encoder 13 is coupled to the input of an interleaver 15. Interleaver 15 operates with respect to a block of encoded bits and shuffles the ordering of those bits so that the combination of this operation with the encoding by channel encoder 13 exploits the time diversity
 20 of the information. For example, one shuffling technique that may be performed by interleaver 15 is to receive bits in a matrix fashion such that bits are received into a matrix in a row-by-row fashion, and then those bits are output from the matrix to a symbol mapper 16 in a column-by-column fashion. Symbol mapper 16 then converts its input bits to symbols, designated generally as S_i . The converted symbols S_i may take various forms, such as quadrature phase shift keying ("QPSK") symbols, binary
 25 phase shift keying ("BPSK") symbols, or quadrature amplitude modulation ("QAM") symbols. In any event, symbols S_i may represent various information such as user data symbols, as well as pilot symbols and control symbols such as transmit power control ("TPC") symbols and rate information ("RJ") symbols. Symbols S_i are coupled to a modulator 18. Modulator 18 modulates each data symbol by combining it with, or multiplying it times, a CDMA spreading sequence which can be a pseudo-noise

TI-29547

PATENT

("PN") digital signal or PN code or other spreading codes (i.e., it utilizes spread spectrum technology). In any event, the spreading sequence facilitates simultaneous transmission of information over a common channel by assigning each of the transmitted signals a unique code during transmission. Further, this unique code makes the simultaneously transmitted signals over the same bandwidth distinguishable at
5 user station 14 (or other receivers). Modulator 18 has two outputs, a first output 18₁ connected to a multiplier 20₁ and a second output 18₂ connected to a multiplier 20₂. Generally, each of multipliers 20₁ and 20₂ for a communication slot n , receives a corresponding and per-slot decoded weight value, $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$, from a feedback decode and process block 21. Feedback decode and process block 21 provides values value, $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$ in response to values $w_1(n)$ and $w_2(n)$, respectively, as further
10 discussed below. Each of multiplier 20₁ and 20₂ multiplies the respective value $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$ times the corresponding output 18₁ or 18₂ from modulator 18 and, in response, each of multipliers 20₁ and 20₂ provides an output to a respective transmit antenna A12₁ and A12₂, where antennas A12₁ and A12₂ are approximately three to four meters apart from one another. As detailed later, in applying the various modes of operation in the prior art, the operation of multiplier 20₁ is based on normalized value (i.e.,
15 $w_{1T}(n)$ is normalized), while the operation of multiplier 20₂ may be based on a single slot value of $w_{2T}(n)$ for certain modes of operation while it is based on an average of successively received values of $w_{2T}(n)$ for another mode of operation, and in either case $w_{2T}(n)$ is relative to the normalized value of $w_{1T}(n)$.

Receiver 14 includes a receive antenna A14₁ for receiving communications from both of transmit antennas A12₁ and A12₂. Recall that such communications may pass by various multipaths,
20 and due to the spatial relationship of transmit antennas A12₁ and A12₂, each multipath may include a communication from both transmit antenna A12₁ and transmit antenna A12₂. In the illustration of Figure 1, a total of P multipaths are shown. Within receiver 14, signals received by antenna A14₁ are connected to a despreader 22. Despreader 22 operates in many respects according to known principles, such as by multiplying the CDMA signal times the CDMA code for user station 14 and resolving any multipaths,
25 thereby producing a despread symbol stream at its output and at the symbol rate. Additional details relating to despreader 22 are also discussed later in connection with its breakdown of different channels of information as received by antenna A14₁. The despread signals output by despreader 22 are coupled to maximal ratio combining ("MRC") block 23, and also to a channel evaluator 24. As detailed considerably below, channel evaluator 24 performs two different channel determinations, and to avoid
30 confusion one such determination is referred to as channel measurement while the other is referred to as

TI-29547

PATENT

channel estimation, where both determinations are based at least on the incoming despread data. Further, channel evaluator 24 provides two outputs. A first output 24₁ from channel estimator 24 outputs a channel estimation, designated as \hat{h}_n , to MRC block 23. In response to receiving the channel estimation, MRC block 23 applies the estimation to the despread data symbols received from despreader 22 using a rake receiver; however, the application of the estimate to the data may be by way of alternative signal combining methods. A second output 24₂ from channel evaluator 24 communicates the values $w_1(n)$ and $w_2(n)$, introduced earlier, back toward base station 12 via a feedback channel. As also detailed below, the values $w_1(n)$ and $w_2(n)$ are determined by channel evaluator 24 in response to a channel measurement made by channel evaluator 24. In any event, one skilled in the art should appreciate from the preceding that the values $w_1(n)$ and $w_2(n)$ are therefore the closed loop beamformer coefficients introduced above.

Returning to MRC block 23 of user station 14, once it applies the channel estimation to the despread data, its result is output to a deinterleaver 25 which operates to perform an inverse of the function of interleaver 15, and the output of deinterleaver 25 is connected to a channel decoder 26. Channel decoder 26 may include a Viterbi decoder, a turbo decoder, a block decoder (e.g., Reed-Solomon decoding), or still other appropriate decoding schemes as known in the art. In any event, channel decoder 26 further decodes the data received at its input, typically operating with respect to certain error correcting codes, and it outputs a resulting stream of decoded symbols. Indeed, note that the probability of error for data input to channel decoder 26 is far greater than that after processing and output by channel decoder 26. For example, under current standards, the probability of error in the output of channel decoder 26 may be between 10^{-3} and 10^{-6} . Finally, the decoded symbol stream output by channel decoder 26 may be received and processed by additional circuitry in user station 14, although such circuitry is not shown in Figure 1 so as to simplify the present illustration and discussion.

Having detailed system 10, attention is now returned to its identification as a closed loop system. Specifically, system 10 is named a closed loop system because, in addition to the data communication channels from base station 12 to user station 14, system 10 includes the feedback communication channel for communicating the beamformer coefficients $w_1(n)$ and $w_2(n)$ from user station 14 to base station 12; thus, the data communication and feedback communication channels create a circular and, hence, "closed" loop system. Note further that beamformer coefficients $w_1(n)$ and $w_2(n)$

TI-29547

PATENT

may reflect various channel affecting aspects. For example, user station 14 may ascertain a level of fading in signals it receives from base station 12, such as may be caused by local interference and other causes such as the Doppler rate of user station 14 (as a mobile station), and in any event where the fading may be characterized by Rayleigh fading. As a result, user station 14 feeds back beamformer coefficients $w_1(n)$ and $w_2(n)$, and these values are processed by feedback decode and process block 21 to produce corresponding values $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$, which are used by multipliers 20₁ and 20₂ to apply those values to various symbols to provide respective resulting transmitted signals along transmitter antenna A12₁ (in response to $w_{1T}(n)$) and along transmitter antenna A12₂ (in response to $w_{2T}(n)$). Thus, for a first symbol S_1 to be transmitted by base station 12, it is transmitted as part of a product $w_{1T}(n)S_1$ along transmitter antenna A12₁ and also as part of a product $w_{2T}(n)S_1$ along transmitter antenna A12₂. By way of illustration, therefore, these weighted products are also shown in Figure 1 along their respective antennas.

Having detailed closed loop transmit antenna diversity systems, attention is now directed to the above-introduced 3GPP standard and its choice of closed loop modes at a given time in response to the Doppler fading rate of a particular user station receiver. Specifically, the following Table 1 illustrates the three different former 3GPP closed diversity modes and correlates each mode to an approximate Doppler fading rate (i.e., frequency).

Prior Art Mode	Doppler fading rate, f (Hz)
1	$f > 60$
2	$10 < f < 60$
3	$f < 10$

Table 1

In addition to the different fading rates giving rise to the selection of one the three prior art modes of operation in Table 1, the methodology of each mode differs in certain respects. One difference is based on how the beamformer coefficients (e.g., $w_1(n)$ and $w_2(n)$ from Figure 1) are quantized, and other differences also apply to different ones of the modes. Such differences are further explored below.

TI-29547

PATENT

Looking to the prior art mode 1 of operation from Table 1, it is used for relatively high Doppler fading rates, such as would be expected when the particular mobile user station 14 with which base station 12 is communicating is moving at a relatively large rate of speed. To accommodate the higher Doppler fade, mode 1 uses a reduced amount of quantization for the beamformer coefficients, that is, in mode 1 the user station feeds back a lesser amount of information to represent these coefficients. More particularly, in mode 1, a beamformer coefficient vector W is fed back by the user station, and for a two antenna base station let that coefficient vector be represented in the following Equation 1:

$$W = (w_1(n), w_2(n)) \quad \text{Equation 1}$$

In Equation 1, the coefficient $w_1(n)$ is intended to apply to base station transmit antenna A12₁, while the coefficient $w_2(n)$ is intended to apply to base station transmit antenna A12₂. In practice and to further reduce the amount of feedback information, $w_1(n)$ is normalized to a fixed value and, thus, it is not necessary to feed it back so long as the normalized value is known by base station 12. Accordingly, when $w_1(n)$ is normalized, only the value of $w_2(n)$ may change and is relative to the fixed value of $w_1(n)$ and, therefore, $w_2(n)$ is fed back from user station 14 to base station 12. Further, in the prior art mode 1, $w_2(n)$ is only allowed to be one of two values. The quantizations offered by the vector W therefore may be represented by the following Equations 2 and 3:

$$W = (1, 0) \quad \text{Equation 2}$$

$$W = (1, 1) \quad \text{Equation 3}$$

Thus, mode 1 only requires the feedback of one of two values (i.e., for $w_2(n)$). Further, note that the conventions in Equations 2 and 3 depict binary values, while one skilled in the art should appreciate that for the case of a binary 0, an actual value of -1 is provided on the physical feedback channel, while for the case of a binary 1, an actual value of +1 is provided on the physical feedback channel. Finally, the prior art manner for selecting the value of $w_2(n)$, that is, between binary 0 and 1, is discussed below.

The prior art mode 1 determination of $w_2(n)$ is better appreciated from the expanded illustration of Figure 2, where certain blocks of user station 14 from Figure 1 are further detailed. Looking to Figure 2, it again illustrates antenna A14₁ providing signals to despreader 22. Despreader 22 is

TI-29547

PATENT

expanded in Figure 2 to illustrate that it includes a despreading and resolve multipath block 40. Block 40 despreads the incoming signals from two different channels, that is, recall it was earlier introduced that despreader 22 operates with respect to different channels of information as received by antenna A14; these different channels are now illustrated in Figure 2 as a primary common control physical channel ("PCCPCH") and a dedicated physical channel ("DPCH"). According to the prior art, the PCCPCH is transmitted by base station 12 as the same channel to all user stations (i.e., user station 14 and others communicating with base station 12), and it is not weighted in response to $w_1(n)$ and $w_2(n)$. The DPCH, however, is user station specific and it is weighted in response to $w_1(n)$ and $w_2(n)$. Both the PCCPCH and DPCH communicate in frame formats, where each frame includes a number of slots; for example, in WCDMA, each frame consists of 16 slots. Further with respect to PCCPCH and DPCH, each slot of those channels commences with some pilot symbols and also includes information symbols. Given the preceding, block 40 operates with respect to each received slot and outputs both a DPCH symbol stream and PCCPCH symbol stream, and the further processing of those streams is discussed below.

The DPCH symbol stream from block 40 is coupled to both an information symbol extractor 42 and a pilot symbol extractor 44. Each of blocks 42 and 44 operates as suggested by their names, that is, to extract from the DPCH symbol stream the DPCH information symbols and the DPCH pilot symbols, respectively. For sake of reference in this document, the DPCH information symbols are represented by $x(n)$ while the DPCH pilot symbols are represented by $y(n)$, where bold face is used as a convention for these and other values in this document to indicate that the value is a vector. The DPCH information symbols $x(n)$ are output from extractor 42 to MRC block 23, while the DPCH pilot symbols $y(n)$ are output from extractor 44 to channel evaluator 24, as further detailed later.

Returning to despreading and resolve multipath block 40 and its output of the PCCPCH symbol stream, that stream is coupled to a PCCPCH pilot symbol extractor 46. PCCPCH pilot symbol extractor 46 extracts the PCCPCH pilot symbols from the PCCPCH symbol stream. For sake of reference in this document, the PCCPCH pilot symbols are represented by $z(n)$. The PCCPCH pilot symbols $z(n)$ are output from extractor 46 to channel evaluator 24, as further detailed below.

Looking to channel evaluator 24 in Figure 2, it includes a channel measurement block 50 which receives the PCCPCH pilot symbols $z(n)$ from extractor 46. Recalling that it was earlier stated that

TI-29547

PATENT

channel evaluator 24 performs both a channel measurement and channel estimation based at least on the incoming despread data, it is now noted more particularly that block 50 performs the channel measurement aspect. Specifically, the PCCPCH pilot symbols are, according to the art, different for each different transmit antenna for a base station; thus, in the present example, the extracted PCCPCH pilot symbols $z(n)$ includes one set of pilot symbols corresponding to base station antenna A12₁ and another set of pilot symbols corresponding to base station antenna A12₂. Since the values of the pilot symbols as transmitted by base station 12 are by definition a known value to user station 14, then based on the difference between the actually received pilot symbols and the known transmitted pilot symbols, block 50 determines, for each transmit antenna, a channel measurement reflecting any change in the actually-received pilot symbols. For sake of reference in this document, the channel measurement corresponding to antenna A12₁ is indicated as $\alpha_{1,n}$ and the channel measurement corresponding to antenna A12₂ is indicated as $\alpha_{2,n}$. Both $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$ are output by channel measurement block 50 to a beamformer coefficient computation block 52.

Beamformer coefficient computation block 52 computes phase difference values, denoted $\phi_1(n)$ and $\phi_2(n)$, in response to the values $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$, where the values $\phi_1(n)$ and $\phi_2(n)$ as described below are the angular phase differences which are encoded into binary form to create the respective values of $w_1(n)$ and $w_2(n)$ (or just $w_2(n)$ where $w_1(n)$ is a normalized value). Recall now that under mode 1 of the prior art, the value of $w_2(n)$ may be only one of two states. Thus, block 52 maps the value of $\alpha_{2,n}$ to one of these two states, and this mapping function is illustrated pictorially in Figure 3 by a graph 52g plotted along an imaginary and real axis. More particularly, graph 52g illustrates two shaded areas 52₁ and 52₂ corresponding to the two possible values of $w_2(n)$, and those two values map to two corresponding values of $\phi_2(n)$. Specifically, if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ falls within area 52₁, then the value of $\phi_2(n)$ is 0 degrees; further, this 0 degree value of $\phi_2(n)$ is output to a beamformer coefficient binary encode block 54 which converts the angular value $\phi_2(n)$ of 0 degrees into a corresponding binary value $w_2(n)=0$, and the value of $w_2(n)=0$ is fed back to base station 12. On the other hand, if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ falls within area 52₂, then the value of $\phi_2(n)$ is π degrees; further, this π degree value of $\phi_2(n)$ is output to beamformer coefficient binary encode block 54

TI-29547

PATENT

which converts the angular value $\phi_1(n)$ of π degrees into a corresponding binary value $w_2(n)=1$, and the value of $w_2(n)=1$ is fed back to base station 12.

Attention is now directed to an additional aspect of the prior art mode 1. Specifically, note that while user station 14 transmits a value of $w_2(n)$ to base station 12, there quite clearly can be effects imposed on that transmission as well, that is, there is a channel effect in the feedback signal from user station 14 to base station 12. Accordingly, from the perspective of base station 12, let $\tilde{w}_2(n)$ represent the signal actually received by base station 12 and corresponding to the feedback transmission of $w_2(n)$ from user station 14. Next, feedback decode and process block 21 decodes and processes $\tilde{w}_2(n)$ and in response outputs a corresponding value of $w_{2T}(n)$ which is multiplied by multiplier 18₂. As a result, while ideally base station 12 uses the correct value $w_2(n)$ upon which to determine $w_{2T}(n)$ and to create a resulting product signal (i.e., $w_{2T}(n)S_i$), the feedback channel effect may cause base station 12 to use a different value of $w_2(n)$. For example, user station 14 may transmit a value of $w_2(n)=0$ to base station 12, but due to the feedback channel the received value may be $\tilde{w}_2(n)=1$. Conversely, user station 14 may transmit a value of $w_2(n)=1$ to base station 12, but due to the feedback channel the received value may be $\tilde{w}_2(n)=0$. In view of these possibilities, user station 14, when operating under the prior art mode 1, further implements a process referred to in the art as beamformer verification or antenna verification, as further detailed below.

Beamformer verification is further introduced by return to the expanded block diagram in Figure 2. Specifically, recall it is stated above that the DPCH pilot symbols $y(n)$ are output from extractor 44 to channel evaluator 24, and recall also that the DPCH pilot symbols have been modified by base station 12 in response to $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$. Further, and as now discussed and as shown in Figure 2, the DPCH pilot symbols $y(n)$ are connected to a channel estimation and beamformer verification block 56. Block 56 also receives as inputs the channel measurement values $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$ from channel measurement block 50 and the phase difference values $\phi_1(n)$ and $\phi_2(n)$ from beamformer coefficient computation block 52. In response to its inputs, block 56 outputs the channel estimation, introduced earlier as \hat{h}_n , to MRC block 23, but in doing so the beamformer verification process attempts to ensure that \hat{h}_n is correctly estimated in view of previously fed back beamformer coefficients. Specifically, note that \hat{h}_n may be defined according to the following Equation 4:

TI-29547

PATENT

$$\hat{h}_n = \alpha_{1n} w_{1T}(n) + \alpha_{2n} w_{2T}(n) \quad \text{Equation 4}$$

Thus, Equation 4 indicates mathematically that the overall change (i.e., the channel estimation, \hat{h}_n) in a signal received by user station 14 should be reflected by both the channel measurement factors α_{1n} and α_{2n} as well as the weight factors $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$ that were multiplied by base station 12 against the signal before it was transmitted by base station 12 to user station 14. Thus, beamformer verification is a process by which user station 14 attempts to ascertain $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$ as used by base station 12, and those values may then be used to determine \hat{h}_n .

Equation 4 also demonstrates that, in one approach, the channel estimation, \hat{h}_n , could be a direct calculation because block 56 receives the channel measurement values α_{1n} and α_{2n} and if it is assumed that $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$ could be identified from the phase difference values $\phi_1(n)$ and $\phi_2(n)$ from beamformer coefficient computation block 52. However, because base station 12 responds to $\tilde{w}_2(n)$ rather than $w_2(n)$, then beamformer verification is a process by which user station 14 attempts to predict what value of $\tilde{w}_2(n)$ was received by base station 12 and that predicted value may then be used to identify the counterpart $w_{2T}(n)$ in Equation 4 to determine \hat{h}_n . To further appreciate this concept, beamformer verification also may be understood in connection with an example. Thus, suppose for a slot $n=1$, user station 14 transmits a feedback value of $w_2(1)$ to base station 12; in response, base station 12 receives a value, $\tilde{w}_2(1)$, block 21 produces a corresponding value $w_{2T}(1)$, and a product $w_{2T}(1)S_i$ is formed and transmitted next to user station 14. Under beamformer verification as used in the prior art mode 1, user station 14 receives the signal $w_{2T}(1)S_i$, and from that signal it attempts to determine what value of $w_{2T}(1)$ was actually used by base station 12 in its corresponding transmission, and this attempt is achieved by block 56 using a methodology referred to as hypothesis testing. This determined value, rather than the actual value $w_2(1)$ which was fed back by user station 14, is then used by block 56 to determine \hat{h}_n , and that value of \hat{h}_n is used by MRC block 23 for further signal processing.

Concluding the discussion of the prior art mode 1, note that its use of only two possible data values for $w_2(n)$, in combination with the operations relating to hypothesis testing, have yielded a workable error rate at a reasonable level of performance speed. Indeed, relative to prior art modes 2 and

TI-29547

PATENT

3 described below, the feedback delay of prior art mode 1 is relatively small, and a certain level of performance is achieved given this reduced delay. However, the resulting resolution obtained in response to the 2-state level of quantization of mode 1 is relatively low as compared to prior art modes 2 and 3 as further discussed below.

5 Looking to the prior art mode 2 of operation from Table 1, it is used for relatively mid-level Doppler fading rates, such as would be expected when a particular mobile user station 14 with which base station 12 is communicating is moving at a lesser rate of speed than for the case of a mode 1 communication. Mode 2 again uses the convention of Equation 1 and normalizes $w_1(n)$ (and thereby its counterpart $\phi_1(n)$), but added resolution is obtained in the computation of $\phi_2(n)$ and $w_2(n)$ by beamformer
10 coefficient computation block 52. Specifically, block 52 in mode 2 applies a 45 degree constellation rotation per slot to the 2-value beamformer coefficient, that is, for each successive slot, $\phi_2(n)$ and $w_2(n)$ are determined based on a 45 degree rotation relative to the preceding slot; particularly, since a total of four such rotations corresponds to 180 degrees, then under the 45 degree constellation rotation the slots are generally analyzed by user station 14 by adding a 45 degree rotation to each successive slot in each
15 succession of four slots. This rotation is achieved at user station 14 by determining the value of $\phi_2(n)$ and $w_2(n)$ in part based on the time slot in which the slot at issue was received and then choosing the value of $w_2(n)$ with respect to the rotation to be applied to the given slot for a group i of four slots. This rotation is explored immediately below in connection with the following Table 2 and is also depicted pictorially in Figure 4.

$w_2(n)$	slot $4i$	slot $4i+1$	slot $4i+2$	slot $4i+3$
0	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$
1	π	$-3\pi/4$	$-\pi/2$	$-\pi/4$

Table 2

20 Looking to Table 2 and Figure 4, for a first slot $4i$ in a group i of four slots, the values of $\phi_2(n)$ and $w_2(n)$, as determined by beamformer coefficient computation block 52 in user station 14, are based on a rotation of zero degrees, as shown in graph 60 and as represented by its axis 60_w which is not rotated relative to the vertical imaginary axis. More particularly, graph 60 illustrates two shaded areas

TI-29547

PATENT

60₁ and 60₂ where if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ from channel measurement block 50 falls within area 60₁, then block 52 computes the value of $\phi_2(4i)$ to be 0 degrees and this value is encoded to a corresponding binary form $w_2(4i)=0$ by encode block 54 and is fed back to base station 12; conversely, if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ falls within area 60₂, then block 52 computes the value of $\phi_2(4i)$ to be π degrees and this value is encoded to a corresponding binary form $w_2(4i)=1$ by block 54 and is fed back to base station 12. Further, Table 2 as well as the location of points on graph 60 illustrate the phase rotation that is implemented by base station 12 in response to the values of $\tilde{w}_2(4i)$. Specifically, if base station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(4i)$ equal to 0, then feedback decode and process block of base station 12 treats the channel measurement phase change for slot $4i$ as 0 degrees; however, if base station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(4i)$ equal to 1, then base station 12 treats the channel measurement phase change for slot $4i$ as equal to π degrees.

Table 2 and Figure 4 also illustrate the remaining three slots in group i , where comparable reference numbers are used in Figure 4 such that graph 62 corresponds to slot $4i+1$ and represents a rotation equal to $\pi/4$ degrees, graph 64 corresponds to slot $4i+2$ and represents a rotation equal to $\pi/2$ degrees, and graph 66 corresponds to slot $4i+3$ and represents a rotation equal to $3\pi/4$ degrees. Thus, looking to graph 62 as another example, its axis 62_{ax} depicts the rotation of $\pi/4$ degrees relative to the vertical imaginary axis as used for slot $4i+1$. Further, graph 62 illustrates two shaded areas 62₁ and 62₂ where if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ determined by block 50 of user station 14 falls within area 62₁, then the value of $\phi_2(4i+1)$ is $\pi/4$ degrees and a corresponding binary value for $w_2(4i+1)$ equal to 0 is produced and fed back to base station 12, whereas if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ falls within area 62₂, then the value of $\phi_2(4i+1)$ is $-3\pi/4$ degrees and a corresponding binary value for $w_2(4i+1)$ equal to 1 is produced and fed back to base station 12. Further, Table 2 as well as the location of points on graph 62 illustrate the phase rotation that is implemented by base station 12 in response to the values of $\tilde{w}_2(4i+1)$. Specifically for slot $4i+1$, if base station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(4i+1)$ equal to 0, then feedback decode and process block of base station 12 treats the channel estimation phase change for slot $4i+1$ as $\pi/4$ degrees; however, if base station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(4i+1)$ equal to 1, then base station 12 treats the channel estimation phase change for slot $4i+1$ as equal to $-3\pi/4$ degrees. Given this second example as well as the preceding example described above, one skilled in the art should readily

TI-29547

PATENT

appreciate the remaining values and illustrations in Table 2 and Figure 4 as applied to the value of $\phi_2(n)$ by user station 14 and the conversion of that value to $w_2(n)$ as well as the interpretation of the value of $\tilde{w}_2(n)$ by feedback decode and process block of base station 12 according to mode 2 in the prior art.

Attention is now directed to an additional aspect of the prior art mode 2 processing in response to $w_2(n)$ transmitted by user station 14. First, recalling the convention introduced above with respect to mode 1, from the perspective of base station 12, $\tilde{w}_2(n)$ represents the signal actually received by base station 12 and corresponding to the feedback transmission of $w_2(n)$ from user station 14. Second, note now that feedback decode and process block 21 during the prior art mode 2 actually uses an averaging filter to determine the value of $w_{2T}(n)$ for each received value of $\tilde{w}_2(n)$. Specifically, block 21 calculates an average over four values of w_2 (or \tilde{w}_2 , from the perspective of base station 12), so that the result is $w_{2T}(n)$ and is defined by the following Equation 5:

$$w_{2T}(n) = \frac{\tilde{w}_2(4i) + \tilde{w}_2(4i-1) + \tilde{w}_2(4i-2) + \tilde{w}_2(4i-3)}{4} \quad \text{Equation 5}$$

The indication of $\tilde{w}_2(4i)$ in Equation 5 is to depict the most recent beamformer coefficient received by base station 12 via the feedback channel, and thus the remaining three addends in Equation 5 are based on the three other beamformer coefficients preceding that most recent coefficient. These four values are averaged (i.e., divided by 4), and in the prior art mode 2 of operation, base station 12 multiplies the result, $w_{2T}(n)$, times the signal from second output 18₂ connected to multiplier 20₂. $w_{1T}(n)$, however, is simply the counterpart to the normalized value $w_1(n)$, and base station 12 multiplies it times the signal from first output 18₁, connected to multiplier 20₁.

Given the preceding, one skilled in the art will appreciate that the prior art mode 2 also implements the feedback of one of two values (i.e., for $w_2(n)$). However, given the additional use of phase rotation, greater beamformer resolution is achieved relative to prior art mode 1. In other words, while $w_2(n)$ for any given slot may only take one of two values as in the case of the prior art mode 1, the use of 45 degree rotation over four slots creates an effective constellation of eight possible values (i.e., 2 values/slot * 4 slots/rotation cycle = 8 values). However, note that the prior art mode 2 does not use any type of beamformer verification which is used by prior art mode 1; indeed, the present inventors have observed that beamformer verification may not be feasible for the prior art mode 2 because it could add,

TI-29547

PATENT

in combination with the four-cycle 45 degree rotation, an unworkable amount of complexity. Further, with phase rotation and averaging, the better resolution of the prior art mode 2 is offset in part by an increased overall delay relative to prior art mode 1.

Looking to the prior art mode 3 of operation from Table 1, it is appreciated as used for Doppler fading rates that are relatively low as compared to prior art modes 1 and 2, where the mode 3 fading rates would be expected when mobile user station 14 is moving at a relatively low rate of speed. Given the lower speed of user station 14, additional time is available for additional levels of processing, as is implemented in the prior art mode 3. Specifically, mode 3 increases its quantization for the beamformer coefficients, but the increase is not achieved based on rotation as shown in Figure 2 for the prior art mode 2. Instead, the prior art mode 3 feeds back a total of four bits of information, where one bit is intended as an amplitude correction bit while the remaining three bits are to correct for phase shifts.

Having discussed closed loop transmit antenna diversity system 10 as it may implement the prior art, the attention is now directed to an implementation of the preferred embodiment into system 10. By way of overview to the preferred embodiment, it contemplates various alternative aspects versus those discussed above. First, in the preferred embodiment, prior art modes 1 and 2 are eliminated and replaced by a single mode of operation; because this single mode of operation spans the entire Doppler fading range of prior art modes 1 and 2, it is hereafter referred to as the broad range closed loop mode. Thus, the broad range closed loop mode may be combined with the prior art mode 3 of operation to accommodate the entire anticipated range of Doppler frequencies for closed loop communications. Second, with respect to the broad range closed loop mode, in addition to providing one mode in place of two prior art modes, it includes additional aspects that distinguish it further from the prior art. One such aspect is the use of a two phase rotation for determining beamformer coefficients. Another aspect is the use of beamformer verification, implemented using one of two different alternatives, in the same mode that implements phase rotation for determining beamformer coefficients. Each of these points should be further appreciated by one skilled in the art given the remaining teachings of this document.

The use of a two phase rotation for determining beamformer coefficients according to the broad range closed loop mode is now described. The broad range closed loop mode uses the earlier convention from Equation 1 and normalizes the value $w_1(n)$ as detailed later, and also thereby normalizes its phase difference counterpart, $\phi_1(n)$; however, in the preferred embodiment an overall resolution differing from

TI-29547

PATENT

the prior art modes 1 and 2 is obtained in the computation of $\phi_2(n)$ and $w_2(n)$ by beamformer coefficient computation block 52. Specifically, block 52 in the broad range closed loop mode applies a 90 degree constellation rotation per slot to the 2-value beamformer coefficient. Accordingly, for each successive slot $n, n+1, n+2$, and so forth, $\phi_2(n)$ and $w_2(n)$ are determined based on a 90 degree rotation relative to the preceding slot. Since a total of two such rotations correspond to 180 degrees, then under the 90 degree constellation rotation the slots are generally analyzed by user station 14 by adding a 90 degree rotation to each successive slot. This rotation is achieved at user station 14 by determining the value of $\phi_2(n)$ in part based on the time slot in which the slot at issue was received and then choosing the value of $\phi_2(n)$ with respect to the rotation to be applied to the given slot for a group i of two slots. This rotation is explored immediately below in connection with the following Table 3 and is also depicted pictorially in Figure 5, and recall also that these operations may be implemented within system 10 shown in Figure 1 to thereby create the preferred embodiment.

$w_2(n)$	slot $2i$	slot $2i+1$
0	0	$\pi/2$
1	π	$\pi/2$

Table 3

Looking to Table 3 and Figure 5, for a first slot $2i$ in a group i of two slots, the value of $\phi_2(2i)$, as determined by beamformer coefficient computation block 52 in user station 14, is based on a rotation of zero degrees as shown in graph 70 and as represented by its axis 70_a which is not rotated relative to the vertical imaginary axis. More particularly, graph 70 illustrates two shaded areas 70_1 and 70_2 where if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ from block 50 falls within area 70_1 , then block 52 computes the value of $\phi_2(2i)$ to be 0 degrees and this value is encoded by encode block 54 to produce a binary counterpart of $w_2(2i)=0$ which is fed back to base station 12; conversely, if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ falls within area 70_2 , then block 52 computes the value of $\phi_2(2i)$ to be π degrees and this value is encoded by block 54 to produce a binary counterpart of $w_2(2i)=1$ which is fed back to base station 12. Further, Table 3 as well as the location of points on graph 70 illustrate the phase rotation that is implemented by base station 12 in response to the possible values of $\bar{w}_2(2i)$. Specifically, if base

TI-29547

PATENT

station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(2i) = 0$, then feedback decode and process block of base station 12 treats the channel measurement phase change for slot $2i$ as 0 degrees; however, if base station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(2i) = 1$, then base station 12 treats the channel measurement phase change for slot $2i$ as equal to π degrees.

5 Table 3 and Figure 5 also illustrate that for a second slot, $2i+1$, in the group i of two slots, the value of $\phi_2(2i+1)$, as determined by beamformer coefficient computation block 52 in user station 14, is based on a 90 degree rotation as shown in graph 72 and as represented by its axis 72_{ax} which is rotated 90 degrees relative to the vertical imaginary axis. Graph 72 illustrates two shaded areas 72_1 and 72_2 , where if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ from block 50 falls within area 72_1 , then block 52 computes
10 the value of $\phi_2(2i+1)$ to be $\pi/2$ degrees and this value is encoded by encode block 54 into a binary counterpart $w_2(2i+1)$ equal to 0 which is fed back to base station 12; conversely, if the channel measurement $\alpha_{2,n}^H \alpha_{1,n}$ falls within area 72_2 , then block 52 computes the value of $\phi_2(2i+1)$ to be $-\pi/2$ degrees and this value is encoded by block 54 into a binary counterpart $w_2(2i+1)$ equal to 1 which is fed back to base station 12. Further, Table 3 as well as the location of points on graph 72 illustrate the
15 phase rotation that is implemented by base station 12 in response to the values of $\tilde{w}_2(2i+1)$. Specifically, if base station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(2i+1)$ equal to 0, then feedback decode and process block of base station 12 treats the channel measurement phase change for slot $2i+1$ as $\pi/2$ degrees; however, if base station 12 receives a value of $\tilde{w}_2(2i+1)$ equal to 1, then base station 12 treats the channel measurement phase change for slot $2i$ as equal to $-\pi/2$ degrees.

20 The preceding operations of the broad range closed loop mode to determine the value of $w_2(n)$ also may be represented mathematically by relating to the actual phase difference value $\phi(n)$ from Table 3 (i.e., one of the values 0, π , $\pi/2$, or $-\pi/2$). In this case, then in the preferred embodiment and for a slot n , $\phi(n)$ is chosen to maximize the instantaneous power, $P(n)$, defined according to the following Equation 6:

25
$$P(n) \stackrel{\text{def}}{=} \left\| \alpha_{1,n} w_1(n) + \alpha_{2,n} w_2(n) \right\|^2 = \frac{1}{2} \left(\left\| \alpha_{1,n} \right\|^2 + \left\| \alpha_{2,n} \right\|^2 + 2 \times \text{real} \left\{ \alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)} \right\} \right) \text{ Equation 6}$$

TI-29547

PATENT

Equation 6 implements various conventions which are now defined for clarity. First, $\text{real}\{x\}$ denotes the real portion of a complex number x . Second, the superscript of " H " denotes the conjugate of a matrix or vector transpose. Finally, $\|v\|$ denotes the Euclidean norm of vector v .

Further in the preferred embodiment, and as may be seen from Equation 6, the maximum of the instantaneous power, $P(n)$, occurs where $\phi_2(n)$ is at such a value so as to maximize the term from Equation 6 of $\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$ with $\phi(n) \in \{0, \pi\}$ when n is even, and $\phi(n) \in \{\pm \pi/2\}$ when n is odd. Thus, under the preferred embodiment, the value of $\phi_2(n)$ may be selected to be of two values, for either n being odd or even, by reference only to the term $\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$ as is achieved by the block diagram in Figure 6. Specifically, Figure 6 illustrates a block diagram which achieves this result and that combines beamformer coefficient computation block 52 and beamformer coefficient binary encode block 54 from Figure 2; further, for sake of reference, the combined block of Figure 6 is hereafter referred to as block 52/54. The blocks are combined because the diagram in Figure 6 both implements the determination of the phase difference $\phi_2(n)$ represented in Equation 6 above and also encodes that difference into binary form, that is, into the corresponding value of $w_2(n)$. Lastly, by way of contrast, note that one approach in the prior art to computing a phase difference to maximize instantaneous power is achieved simply by a look-up table, but as will be appreciated below the preferred embodiment provides a less complex alternative to such an approach.

Looking to Figure 6, the values $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$ from channel measurement block 50 are input to the combined block 52/54. Specifically, these values are coupled to inputs 80₁ and 80₂ of a complex dot product block 80. Block 80 represents the function of determining the complex dot product of the values provided at its inputs 80₁ and 80₂. Thus, for the instance shown in Figure 6, this product is as shown at the output 80₃ of block 80, and is also shown in the following Equation 7:

$$\text{output } 80_3 = \alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} \quad \text{Equation 7}$$

Thus, block 80, as also shown by Equation 7, yields the product of the first two multiplicands in the term $\text{real}\{\alpha_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$ from Equation 6.

TI-29547

PATENT

The dot product output from complex dot product block 80 is coupled to an alternating switch 82. Switch 82 toggles to a first position for one slot, and then to a second position for the next slot; specifically, for a first slot $2i$ in a group of i slots, switch 82 connects the output of complex dot product block 80 to a real component extraction block 84 and so that for a second slot $2i+1$ in the group of i slots, switch 82 connects the output of complex dot product block 80 to an imaginary component extraction block 86.

Real component extraction block 84 operates to select and output only the real portion of the value provided at its input, and conversely, imaginary component extraction block 86 outputs only the imaginary portion of the value provided at its input. The output of real component extraction block 84 is coupled to a decision block 88 which also may be a comparator or comparing function, where if the real component from block 84 is greater than or equal to zero, then a block 90 is reached, while in contrast if the real component from block 84 is less than zero, then a block 92 is reached. The output of imaginary component extraction block 86 is coupled to a decision block 94 which may be a comparator or comparing function, where if the imaginary component from block 86 is less than or equal to zero, then a block 96 is reached, while in contrast if the imaginary component from block 86 is greater than zero, then a block 98 is reached.

The ultimate results produced by the operation of block 50/52 may be appreciated by one skilled in the art given the assignment of values shown in Figure 6 in blocks 90, 92, 96 and 98. For a slot $n=2i$, it is shown later that decision block 88 directs the flow to either block 90 or block 92 based on the maximization of the term $\text{real} \left\{ \sum_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)} \right\}$ from Equation 6 for $\phi_2(n) \in \{0, \pi\}$, and each of those two blocks 90 and 92 assigns to $\phi_2(n)$ one of the two different values shown in Table 3 for $n=2i$ (i.e., 0 or π , respectively). Block 90 and block 92 also encode the value assigned to $\phi_2(n)$ into a corresponding binary counterpart $w_2(n)$, as also shown in Table 3. Also, for a slot $n=2i+1$, it is shown later that decision block 94 directs the flow to either block 96 or block 98 based on the maximization of the term $\text{real} \left\{ \sum_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)} \right\}$ from Equation 6 for $\phi_2(n) \in \{\pm \pi/2\}$, and each of those two blocks 96 and 98 assigns to $\phi_2(n)$ one of the two different values shown in Table 3 for $n=2i+1$ (i.e., $\pi/2$ or $-\pi/2$, respectively). Block 96 and block 98 also encode the value assigned to $\phi_2(n)$ into a corresponding binary counterpart $w_2(n)$, as also shown in Table 3. Finally, note that the assigned values from any of blocks

TI-29547

PATENT

90, 92, 96, and 98 are provided to the blocks shown in Figure 2, that is, the value of $w_2(n)$ is fed back to base station 12 while the value of $\phi_2(n)$ is coupled to beamformer verification block 56.

An additional appreciation of the operation of block 50/52 with respect to the extraction of a real component by block 84 is now explored in still further detail, and from this discussion one skilled in the art should appreciate the additional benefits realized by the particular implementation of Figure 6. Generally, real component extraction block 84, in combination with decision block 88, determines the value of $\phi_2(n)$ that maximizes instantaneous power, $P(n)$, by taking advantage of certain complex arithmetic identities. In operating in this fashion, these blocks provide an architecture requiring less complexity than other computational or storage-intensive techniques. Blocks 84 and 88 deal with the case where $\phi_2(n) \in \{0, \pi\}$. Looking further at the implications of these two values for $\phi_2(n)$, note that with respect to the final multiplicand in the real portion of Equation 6 they produce the results shown in Equations 8 and 9:

$$e^{j0} = 1 \quad \text{Equation 8}$$

$$e^{j\pi} = -1 \quad \text{Equation 9}$$

From Equations 8 and 9, it should be appreciated that to maximize $P(n)$, the value of $\phi_2(n)$ must be such that the result of $\text{real} \{ \mathbf{h}_{1,n}^H \mathbf{a}_{2,n} e^{j\phi_2(n)} \}$ is positive. For example, if $\text{real} \{ \mathbf{h}_{1,n}^H \mathbf{a}_{2,n} \}$ is a positive value, then as between the two multiplicands from Equations 8 and 9, $P(n)$ would be maximized by multiplying it times the resulting multiplicand of 1 from Equation 8, and indeed decision block 88 passes flow to block 90 in this case to thereby assign the value of 0 degrees to $\phi_2(n)$ because that value therefore maximizes $P(n)$. As another example, if $\text{real} \{ \mathbf{h}_{1,n}^H \mathbf{a}_{2,n} \}$ is a negative value, then $P(n)$ would be maximized by multiplying it times the resulting multiplicand of -1 from Equation 9 to form a positive value product, and indeed decision block 88 passes flow to block 92 in this case to thereby assign the value of π degrees to $\phi_2(n)$ because that value therefore maximizes $P(n)$. In either case, therefore, blocks 88, 90, and 92 yield this determination without requiring the additional complexity of having to perform an actual multiplication times $e^{j\theta}$.

TI-29547

PATENT

An additional appreciation of the operation of block 50/52 with respect to the extraction of an imaginary component by block 86 is also now explored in still further detail, and from this discussion one skilled in the art should appreciate the additional benefits realized by the particular implementation of Figure 6. Imaginary component extraction block 86 operates in combination with decision block 94, again to determine the value of $\phi_2(n)$ that maximizes instantaneous power, $P(n)$, and also by taking advantage of certain complex arithmetic identities. Once more, therefore, an embodiment is provided that requires less complexity than other more computational or storage-intensive techniques. Blocks 86 and 94 deal with the case where $\phi_2(n) \in \{\pi/2, -\pi/2\}$. Looking further at the implications of these two values for $\phi_2(n)$, note that with respect to the final multiplicand $e^{j\phi_2(n)}$ in the real portion of Equation 6 they produce the following results shown in Equations 10 and 11:

$$e^{j\pi/2} = j \quad \text{Equation 10}$$

$$e^{j(-\pi/2)} = -j \quad \text{Equation 11}$$

Both Equations 10 and 11 produce imaginary results, and it is observed in connection with the preferred embodiment that these results, if multiplied times the real value in Equation 6, would have a sign-detectable effect on the imaginary portion of the result, as further appreciated from the following complex arithmetic principles. Again, to maximize $P(n)$, the value of $\phi_2(n)$ must be such that the result of real $\{p_{1,n}^H x_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$ is positive. However, in the case for slot $2i+1$ where $\phi_2(n) \in \{\pi/2, -\pi/2\}$, and as shown in Equations 10 and 11, the value real $\{p_{1,n}^H x_{2,n} e^{j\phi_2(n)}\}$ includes the dot product from block 80 and multiplied times either j or $-j$. Further, the following Equations 12 through 15 demonstrate additional complex arithmetic principles that facilitate an understanding of blocks 86 and 94, where v and y are complex numbers and are multiplied times either j or $-j$ as shown:

$$v(j) = (a + jb)(j) = aj + j^2b = aj - b \quad \text{Equation 12}$$

$$v(-j) = (a + jb)(-j) = -aj - j^2b = -aj + b \quad \text{Equation 13}$$

$$y(j) = (c - jd)(j) = cj - j^2d = cj + d \quad \text{Equation 14}$$

TI-29547

PATENT

$$Y(-j) = (c - jd)(-j) = -cj + j^2d = -cj - d \quad \text{Equation 15}$$

Given the preceding, and again with the goal of maximizing $P(n)$, Equations 12 through 15 demonstrate the following observations. Equation 13 versus Equation 12 demonstrates a larger real portion in the Equation 13 complex number product (i.e., b versus $-b$, making b the maximum of the two), and the two Equations further demonstrate that to achieve the result having a larger real portion, for a complex number with a positive imaginary value (i.e., b), then the complex number must be multiplied times $-j$. Thus, in the context of Figure 6, if the complex dot product from block 80 has a positive imaginary value (which is extracted by block 86), then the product $\text{real} \left\{ \phi_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)} \right\}$ is maximized when multiplied time $-j$, which occurs when $\phi_2(n) = -\pi/2$; indeed decision block 94 passes flow to block 98 in this case to thereby assign the value of $-\pi/2$ degrees to $\phi_2(n)$. Conversely, Equation 14 versus Equation 15 demonstrates a larger real portion in the Equation 14 complex number product (i.e., d versus $-d$), and the two Equations further demonstrate that to achieve this maximum result, for a complex number with a negative imaginary value (i.e., d), then the complex number must be multiplied times j . Thus, in the context of Figure 6, if the complex dot product from block 80 has a negative or zero imaginary value (which is extracted by block 86), then the product $\text{real} \left\{ \phi_{1,n}^H \alpha_{2,n} e^{j\phi_2(n)} \right\}$ is maximized when multiplied times j , which occurs when $\phi_2(n) = \pi/2$; indeed decision block 94 passes flow to block 96 in this case to thereby assign the value of $\pi/2$ degrees to $\phi_2(n)$. In either event, therefore, a proper value of $\phi_2(n)$ is assigned to maximize $P(n)$, and again without requiring the additional complexity of having to perform an actual multiplication times $e^{j\theta}$.

Returning now to base station 12, a further discussion is provided of the broad range closed loop mode in response to a closed loop value (or values) fed back from user station 14. Recall first the above-introduced conventions, that is, user station 14 feeds back the value of $w_2(n)$ (and $w_1(n)$ if it is not normalized), but this fed back value undergoes the channel effects in the feedback channel so that the corresponding value actually received by base station 12 is designated $\tilde{w}_2(n)$. Given this value, feedback decode and process block 21 provides a two step operation, and for sake of simplification each of these steps is discussed separately below.

TI-29547

PATENT

As a first operation of block 21 and in response to $\tilde{w}_2(n)$, block 21 determines an actual phase difference, designated as $\phi_{2T}(n)$, corresponding to $\tilde{w}_2(n)$; this determination is achieved by the mapping of Table 3. In other words, if for slot $n=2i$, $\tilde{w}_2(2i)$ equals a binary value of 0, then block 21 determines that $\phi_{2T}(2i)$ equals 0 degrees, whereas if $\tilde{w}_2(2i)$ equals a binary value of 1, then block 21 determines that $\phi_{2T}(2i)$ equals π degrees. Additionally, if for slot $n=2i+1$, $\tilde{w}_2(2i+1)$ equals a binary value of 0, then block 21 determines that $\phi_{2T}(2i+1)$ equals $\pi/2$ degrees, whereas if $\tilde{w}_2(2i+1)$ equals a binary value of 1, then block 21 determines that $\phi_{2T}(2i+1)$ equals $-\pi/2$ degrees.

A second operation of block 21 is in response to the determined value of $\phi_{2T}(n)$ described immediately above. Specifically, having received the value $\phi_{2T}(n)$, block 21 determines the actual multiplicands to be used multipliers 20_1 and 20_2 . Recalling that $w_{1T}(n)$ is normalized, in the preferred embodiment its actual normalized value as to be used by multiplier 18_1 is as set forth in the following Equation 16:

$$w_{1T}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{Equation 16}$$

Of course, since the Equation 16 value is constant, it may be provided only once by calculation or, indeed, it may be fixed in some storage element or the like. Looking to $w_{2T}(n)$, however, it is based on the actual value of $\phi_{2T}(n)$ as determined above by block 21; moreover, in the preferred embodiment, the value of $w_{2T}(n)$ is based on an average of two received values of ϕ_{2T} corresponding to two successive slots, that is, with respect to $\phi_{2T}(n)$ and $\phi_{2T}(n-1)$, as further set forth in the following Equation 17:

$$w_{2T}(n) = \frac{1}{2} \left(e^{i\phi_{2T}(n)} + e^{i\phi_{2T}(n-1)} \right) \quad \text{Equation 17}$$

Indeed, the two-slot averaging approach represented by Equation 17 demonstrates that the preferred embodiment reduces computational complexity and delay of the four-slot averaging approach implemented in connection with the prior art (e.g., Equation 5). Further, for purposes of analysis and discussion, the two addends within parenthesis of Equation 17 represent an addition in the complex plane

T1-29547

PATENT

and, thus, the following term may be defined with respect to Equation 17 to introduce a related factor of $\theta_T(n)$:

$$w_{2T}(n) = \frac{1}{2} (e^{j\phi_{2T}(n)} + e^{j\phi_{2T}(n-1)}) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\theta_T(n)} \quad \text{Equation 18}$$

Thus, Equation 18 defines $\theta_T(n)$ as the average of two received values of ϕ_{2T} corresponding to two successive slots; further, because for an even slot n , $\hat{\phi}_{2T}(n) \in \{0, \pi\}$, and for an odd slot n , $\hat{\phi}_{2T}(n) \in \left\{\frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2}\right\}$, then the average between any one value from even slot n and an immediately preceding odd slot $n-1$ can take only one of four values, that is, $\theta_T(n) \in \left\{\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{-3\pi}{4}, \frac{-\pi}{4}\right\}$. Further, given the results of Equations 17 and 18, the values of $w_{1T}(n)$ and $w_{2T}(n)$ are used by multipliers 20₁ and 20₂ respectively, thereby producing signals $w_{1T}(n)S_i$ and $w_{2T}(n)S_i$, which are transmitted by antennas A12₁ and A12₂, respectively, to user station 14.

With base station 12 having transmitted the signals $w_{1T}(n)S_i$ and $w_{2T}(n)S_i$ to user station 14 and according to the preferred broad range closed loop mode, attention is now further directed to the preferred beamformer verification by user station 14, as implemented in a preferred embodiment for channel estimation and beamformer verification block 56. Recall from the earlier introduction of beamformer verification that it arises from the recognition that a transmission by base station 12 may implement a weight value (e.g., $w_{2T}(n)$) that is influenced by feedback channel effects, and beamformer verification in general is an attempt by user station 14 to ascertain the actual weight value used by base station 12. The ascertained value is then usable by user station 14 to determine the value of \hat{h}_n to be used for maximal ratio combining in block 23. Further, in the preferred embodiment beamformer verification may be implemented using one of two different alternatives in the broad range closed loop mode. Each of these alternatives is discussed later.

Figure 7 illustrates a block diagram of channel estimation and beamformer verification block 56 in greater detail, and it is now explored further in connection with the preferred embodiment. Recall from earlier that block 56 receives various inputs from other blocks in Figure 2, including the values of

TI-29547

PATENT

the DPCCH pilot symbols $y(n)$ from pilot symbol extractor 44 and the phase difference values $\phi_1(n)$ and $\phi_2(n)$ from beamformer coefficient computation block 52 (or just $\phi_2(n)$ if $\phi_1(n)$ is normalized). As detailed further in Figure 7, these inputs are coupled to a beamformer verification block 100. Further, block 56 also receives as inputs the channel measurement values $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$ from channel measurement block 50, where the value $\alpha_{1,n}$ is connected as an input to a first multi-slot averaging estimator 102 while the value $\alpha_{2,n}$ is connected as an input to a second multi-slot averaging estimator 104. The outputs of estimators 102 and 104 provided estimates corresponding to the input values $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$, and for sake of convention these estimates are identified as $\hat{\alpha}_{1,n}$ and $\hat{\alpha}_{2,n}$. The estimates $\hat{\alpha}_{1,n}$ and $\hat{\alpha}_{2,n}$ are connected as input multiplicands to respective multipliers 106 and 108, and the estimate $\hat{\alpha}_{2,n}$ is also connected as an input to beamformer verification block 100. The output of beamformer verification block 100 is the estimate by user station 14 of the value $w_{2T}(n)$ used by base station 12, and for sake of reference, this output is identified as $\hat{w}_{2T}(n)$. The value $\hat{w}_{2T}(n)$ is also connected as a second input multiplicand to multiplier 108, while the value of $\hat{w}_{1T}(n)$, shown in Figure 7 as the constant from Equation 16, above, is connected as a second input multiplicand to multiplier 106. The product output of multipliers 106 and 108 are coupled to an adder 110, and which has an output that provides \hat{h}_n to MRC block 23. Finally, the operation of channel estimation and beamformer verification block 56 is described below.

Estimators 102 and 104 refine the channel measurements provided as inputs to those estimators. In the preferred embodiment, each of estimators 102 and 104 computes a multi-slot average of its inputs to provide what is anticipated as a more accurate estimate, thereby represented as $\hat{\alpha}_{1,n}$ and $\hat{\alpha}_{2,n}$. Preferably, the multi-slot averaging technique used is the Weighted Multi-Slot Averaging technique known in the art which averages six slots for low to moderate channel fading rate with the weighting [0.3, 0.8, 1, 1, 0.8, 0.3], and four slots for high fading rate with the weighting [0.6, 1, 1, 0.6].

To appreciate the operation of the remaining blocks and items in block 56, first Equations 16 and 18 are substituted into Equation 4 to define the channel estimation in the form of the following Equation 19:

TI-29547

PATENT

$$\hat{\mathbf{h}}_n = \frac{1}{\sqrt{2}} (\alpha_{1,n} + e^{j\theta_T(n)} \alpha_{2,n}) \quad \text{Equation 19}$$

Given Equation 19, the values therein for $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$ may be satisfied using the refined estimates, $\hat{\alpha}_{1,n}$ and $\hat{\alpha}_{2,n}$ from estimators 102 and 104, respectively. The operation of block 56 also endeavors to determine $\theta_T(n)$ to complete the determination of $\hat{\mathbf{h}}_n$, and in the preferred embodiment this operation is achieved by beamformer verification block 100 in response to the value of the DPCH pilot symbols, $y(n)$. First in this regard, note that in the preferred embodiment the pilot symbols, which recall differ for each of the different transmit antennas A12₁ and A12₂ are orthogonal with respect to one another. Second, in the preferred embodiment beamformer verification block 100 may operate in one of two different alternative methods for determining $\theta_T(n)$ in response to the orthogonal DPCH pilot symbols. Generally introducing these two alternatives, a first may be referred to as a two rotating hypothesis testing method, while a second may be referred to as a four hypothesis single shot testing method. Each alternative is separately discussed below.

Since both preferred beamformer verification methods determine $\theta_T(n)$ in response to the orthogonal DPCH pilot symbols, $y(n)$, it is noted that such symbols may be written according to the following Equation 20:

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{b}_1(n) + e^{j\theta_T(n)} \mathbf{b}_2(n)) + \psi(n) \quad \text{Equation 20}$$

In Equation 20, $\psi(n)$ is a zero mean complex Gaussian noise factor with per component variance of σ^2 . Further, the vector \mathbf{b} in Equation 20 is defined relative to $\alpha_{1,n}$ and $\alpha_{2,n}$ received by block 100 from estimator 104, and it may be written as in the following Equation 21:

$$\mathbf{b}_k(n) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} d_k(1) \alpha_{k,n} \\ \vdots \\ d_k(N_T) \alpha_{k,n} \end{bmatrix} \quad \text{Equation 21}$$

In Equation 21, $\{d_k(1), \dots, d_k(N_T)\}$ is the DPCH pilot pattern for antenna k , and N_T is the number of pilot symbols per slot. Further, while Equations 20 and 21 (and others) provide ideal solutions, in

TI-29547

PATENT

providing a preferred embodiment implementation the estimate values may be used therein, such as through the use of $\hat{\alpha}_{2,n}$ in place of its ideal counterpart $\alpha_{2,n}$.

Finally, therefore, the beamformer verification is chosen by the preferred embodiment to maximize the a posteriori detecting probability, which as applied to Equation 21 may be represented generally by the following Equation 22:

$$\max_{m \in M} \left(\sqrt{2} \times \text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) e^{j\hat{\phi}^{(m)}} \right\} - \mu(m) \right) \quad \text{Equation 22}$$

where m is the indexing, $M \in \{1, 2\}$ is the index set of the allowable $\hat{\phi}^{(m)}$ values, $\mu(m)$ is a threshold parameter depending upon m . For $n=2i$, $\hat{\phi}^{(1)} = 0$ and $\hat{\phi}^{(2)} = \pi$, and for $n=2i+1$, $\hat{\phi}^{(1)} = \frac{\pi}{2}$ and $\hat{\phi}^{(2)} = -\frac{\pi}{2}$.

Figure 8 illustrates a block diagram of a first implementation of a beamformer verification block 100, that may be readily implemented as beamformer verification block 100 from Figure 7, and which operates according to a two rotating hypothesis testing method detailed later. By way of introduction, block 100 provides an estimated value designated $\hat{w}_{2,T}(n)$, which relates as shown below to the value $\hat{\phi}^{(m)}$ in Equation 22. Further, the value of $\hat{w}_{2,T}(n)$ is, in effect, a prediction by user station 14 of what was used by base station 12 for a given slot n as its value for $w_{2,T}(n)$ to weight its signal before it was transmitted to user station 14.

Looking to Figure 8 in greater detail, it includes a vector formation block 112 that determines the vector elements of $\mathbf{h}_2(n)$ according to the product of each pilot data and the appropriate channel estimate $\alpha_{k,n}$ as shown in Equation 21, but note with respect to the value $\alpha_{k,n}$ that block 112 actually uses the refined value, $\hat{\alpha}_{2,n}$, provided by multi-slot averaging estimator 104. The vector $\mathbf{h}_2(n)$ determined by block 112 is output as a multiplicand to an input 114₁ of a complex dot product block 114, which receives at another input 114₂ an additional multiplicand of the vector $\mathbf{y}(n)$ from DPCH pilot symbol extractor 44. Block 114 represents the function of determining the complex dot product of the

TI-29547

PATENT

values provided at its inputs 114₁ and 114₂. Thus, for the instance shown in Figure 8, this product is as shown at the output 114₃ of block 114, and is also shown in the following Equation 23:

$$\text{output } 114_3 = y^H(n)b_2(n) \quad \text{Equation 23}$$

Thus, block 114, as also shown by Equation 23, yields the product of the first two multiplicands in the term $\text{real} \left\{ y^H(n)b_2(n)e^{j\hat{\phi}(n)} \right\}$ from Equation 22.

The product output from complex dot product block 114 is coupled to an alternating switch 116. Switch 116 toggles to a first position for the first slot $2i$ in a group of i slots, thereby connecting the output 114₃ of complex dot product block 114 to a real component extraction block 118, and switch 116 toggles to a second position for the second slot $2i+1$, thereby connecting the output 114₃ of complex dot product block 116 to an imaginary component extraction block 120.

Real component extraction block 118 operates to select and output only the real portion of the value provided at its input, and this real portion is provided as an addend to a first input 122₁ of an adder 122, while the second input 122₂ of adder 122 receives a threshold value designated κ_{even} from a threshold block 124. The output 122₃ of adder 122 is connected to a decision block 126 which may be a comparator or comparing function, where if the sum from output 122₃ is greater than or equal to zero, then a block 128 is reached, while in contrast if the sum is less than zero, then a block 130 is reached. Blocks 128 and 130 each assign a phase different value to $\hat{\phi}_{2T}(n)$ as shown in Figure 8 (i.e., 0 and π , respectively), and that value is output to a two-slot averaging block 132. The output of two-slot averaging block 132 is the final value $\hat{w}_{2T}(n)$ output by block 100₁, and is connected in the manner shown and described above relative to Figure 7.

Imaginary component extraction block 120 operates to select and output only the imaginary portion of the value provided at its input, and this imaginary portion is provided as an addend to a first input 134₁ of an adder 134, while the second input 134₂ of adder 134 receives a threshold value designated κ_{odd} from threshold block 124. The output 134₃ of adder 134 is connected to a decision block 136 which may be a comparator or comparing function, where if the sum from output 134₃ is less than or equal to zero, then a block 138 is reached, while in contrast if the sum is greater than zero, then a

TI-29547

PATENT

block 140 is reached. Blocks 138 and 140 each assign a phase different value to $\hat{\phi}_{2,T}(n)$ as shown in Figure 8 (i.e., $\pi/2$ or $-\pi/2$, respectively), and that value is output to two-slot averaging block 132.

Threshold block 124 provides the threshold values κ_{even} and κ_{odd} to adders 122 and 134, respectively, as introduced above. The following discussion explores the generation of these values, while the effect in response to them is discussed later in the overall operation of block 100_i. With respect to the generation of these values, note the following four observations. First, the subscripted identifiers of "even" and "odd" for the threshold values corresponds to the slot being analyzed by block 100_i, that is, whether the value of n is an even number (e.g., $2i$) or the value of n is an odd number (e.g., $2i+1$). Thus, κ_{even} is determined and used for slots where n is an even number, and κ_{odd} is determined and used for slots where n is an odd number. Second, recall that beamformer coefficient computation block 52 provides the computed phase difference value $\phi_2(n)$ to beamformer verification block 100, and which is shown as an input to threshold block 124 in Figure 8. In effect, therefore, threshold block 124 has a stored phase difference value corresponding to what user station 14 last fed back to base station 12. Third, user station 14 includes any one or more of various algorithms known in the art whereby user station 14 will have some measure of feedback error rate as a measure between 0 and 1, and which in this document is represented as ε (i.e., $\varepsilon \in (0,1)$). Fourth, as should be understood from the following, κ_{even} is the apriori probability of occurrence for $w_{2,n} \in [0, \pi]$ in view of $\phi_2(n)$ from block 52, while κ_{odd} is the apriori probability of occurrence for $w_{2,n} \in \left[\frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2}\right]$ in view of $\phi_2(n)$ from block 52.

Given the preceding, κ_{even} and κ_{odd} are determined by threshold block 124 according to the following Equations 24 and 25.

$$\kappa_{\text{even}} = \frac{\sigma^2}{2\sqrt{2}} \ln \rho_{\text{even}}(\phi_2(n)) \quad \text{Equation 24}$$

$$\kappa_{\text{odd}} = \frac{\sigma^2}{2\sqrt{2}} \ln \rho_{\text{odd}}(\phi_2(n)) \quad \text{Equation 25}$$

TI-29547

PATENT

$\hat{\sigma}^2$ in Equations 24 and 25 is the estimate of noise variance σ^2 , as defined above in connection with Equation 20. Further, the natural logarithms in Equations 24 and 25 are based on the functions of $\rho_{\text{even}}(\phi(n))$ and $\rho_{\text{odd}}(\phi(n))$, respectively, and those functions are defined according to Equation 26 through 29, which how each function value is based on the value of $\phi_2(n)$ received by threshold block 124 from block 52.

$$\rho_{\text{even}} = \frac{1-\epsilon}{\epsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = 0 \quad \text{Equation 26}$$

$$\rho_{\text{even}} = \frac{\epsilon}{1-\epsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = \pi \quad \text{Equation 27}$$

$$\rho_{\text{odd}} = \frac{1-\epsilon}{\epsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = \frac{-\pi}{2} \quad \text{Equation 28}$$

$$\rho_{\text{odd}} = \frac{\epsilon}{1-\epsilon}, \text{ for } \phi_2(n) = \frac{\pi}{2} \quad \text{Equation 29}$$

The overall operation of block 100_i is now explored. Generally, block 100_i determines which of the four constellation values, that is, for an even slot n , $\hat{\phi}_{2T}(n) \in \{0, \pi\}$, and for an odd slot n , $\hat{\phi}_{2T}(n) \in \{\frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2}\}$, produces the solution to Equation 22, that is, the maximum value, and from Equation 21, it is readily appreciated that this maximum relates to the dot product of: (1) the DPCH pilot symbols (i.e., $y(n)$); and (2) the product of the refined channel estimates (i.e., $\hat{\kappa}_{2n}$, derived by averaging and in response to the PCCPCH pilot symbols) times the PCCPCH pilot symbols. The following operation of block 100_i, and as appreciated given its comparable nature to some of the operation of Figure 6, extracts real or imaginary portions of this dot product and determines for which value of $\phi_2(n)$ a maximum would be obtained if that value were multiplied times the dot product. As appreciated from the following operational description, however, this approach reduces the overall arithmetic complexity by initially not treating the aspect that, as discussed above, when $w_{2T}(n)$ is determined by feedback decode and process block 21 according to the preferred embodiment, it is an average in response to two successive feedback values, as also shown in Equation 17. Given this introduction, the operation of switch 116 is such that for each even slot, that is, n as an even number (e.g., $2i$), then only the two

TI-29547

PATENT

constellation values $\{0, \pi\}$ are considered, where for each odd slot, that is, n as an odd number (e.g., $2i+1$), then only the two constellation values $\{\pi/2, -\pi/2\}$ are considered. Further, some of the reduction in complexity is achieved using complex number principles described earlier in connection with Figure 6 and, thus, the reader is assumed familiar with that discussion and it is not repeated in considerable detail in connection with Figure 8.

The operation of real component extraction block 118 of block 100₁ and the response to its output is now described, and is shown to determine an estimated value $\hat{\phi}_{2,T}(n)$ that yields a maximum result for Equation 22. Real component extraction block 118 and the blocks associated with its output deal with the case where n is even, and $\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \{0, \pi\}$. This extracted real portion is then summed by adder 122 with a threshold from threshold block 124 of κ_{even} because n is even, and from the previous discussion of the calculation of κ_{even} one skilled in the art should appreciate that κ_{even} is a non-zero number. This resulting sum is provided by output 122₃ to decision block 126. Decision block 126 directs the flow in a manner that may be appreciated from the earlier discussion of Equations 8 and 9. Specifically, from Equations 8 and 9 it should be appreciated that the two alternatives to which block 126 may direct the value of $\hat{\phi}_{2,T}(n)$, namely, $\hat{\phi}_{2,T}(n) = 0$ or $\hat{\phi}_{2,T}(n) = \pi$, provide either a multiplicand of 1 or -1, respectively, for the term $e^{j\hat{\phi}_n}$ in Equation 22. Thus, if the portion of the product in Equation 22 other than the term $e^{j\hat{\phi}_n}$ in $\text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) e^{j\hat{\phi}(n)} \right\}$, plus the κ_{even} threshold from block 124, is positive, then a maximum of Equation 22 is realized if that sum is multiplied times the multiplicand of 1 which corresponds to the case of $\hat{\phi}_{2,T}(n) = 0$, and this solution is realized when decision block 126 detects that $\text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) \right\}$ is positive, and directs the flow to block 128 which thereby assigns a value of 0 degrees to $\hat{\phi}_{2,T}(n)$. Alternatively, if the portion of the product in Equation 22 other than the term $e^{j\hat{\phi}(n)}$ in $\text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) e^{j\hat{\phi}(n)} \right\}$, plus the κ_{even} threshold from block 124, is negative, then a maximum of Equation 22 is realized if that remainder is multiplied times the multiplicand of -1 which corresponds to the case of $\hat{\phi}_{2,T}(n) = \pi$, and this solution is realized when decision block 126 detects that $\text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) \right\}$ is negative and directs the flow to block 130 which thereby assigns a value of π degrees to $\hat{\phi}_{2,T}(n)$. From the preceding, one skilled in the art should appreciate that Equation 22 is

TI-29547

PATENT

generally maximized by block 100, when n is even, but with the added aspect that the feedback error rate, ϵ , also may determine in part the determination of $\hat{\phi}_{2T}(n)$. Specifically as to the latter, one skilled in the art may confirm that when ϵ is relatively low then there is a greater likelihood that $\hat{\phi}_{2T}(n)$ will be assigned to be the same value of $\phi_2(n)$ as earlier determined by block 52, and provided by block 52 to block 100. Finally, note also that blocks 118, 126, 128, and 130 yield a solution to Equation 22 without requiring the additional complexity of having to perform an actual multiplication times $e^{j\theta}$.

The operation of imaginary component extraction block 120 and the response to its output is now described, and it too determines a value of $\hat{\phi}_{2T}(n)$ that yields an estimated maximum result for Equation 22. Imaginary component extraction block 120 and the blocks associated with its output deal with the case where n is odd, and $\hat{\phi}_{2T}(n) \in \left\{ \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2} \right\}$. The extracted imaginary portion is summed by adder 134 with a threshold from threshold block 124 of κ_{odd} because n is odd, and κ_{odd} , like κ_{even} , is also a non-zero number that may shift the extracted imaginary portion from block 120 in response to the sign and magnitude of κ_{odd} . The resulting sum from adder 134 is provided by its output 134₃ to decision block 134, which directs the flow in a manner that may be appreciated from the earlier discussion of Equations 10 and 11. Specifically, from Equations 10 and 11 it should be appreciated that the two alternatives to which block 134 may direct the value of $\hat{\phi}_{2T}(n)$, namely, $\hat{\phi}_{2T}(n) = \frac{\pi}{2}$ or $\hat{\phi}_{2T}(n) = -\frac{\pi}{2}$, provide either a multiplicand of j or $-j$, respectively, for the term $e^{j\hat{\phi}(n)}$ in Equation 22. Further, to maximize the term $\text{real} \{ y^H(n) b_2(n) \}$ from Equation 22 by multiplying times one of these multiplicands in terms of the term $e^{j\hat{\phi}(n)}$, then for a complex number with a positive imaginary portion (extracted by block 120), then the complex number must be multiplied times $-j$. Thus, in the context of Figure 8, if the complex dot product from block 120, after summing with the threshold κ_{odd} by adder 134, has a positive imaginary portion, then the product $\text{real} \{ y^H(n) b_2(n) e^{j\hat{\phi}(n)} \}$ is maximized when $\phi_2(n) = -\pi/2$, and indeed decision block 134 passes flow to block 140 in this case to thereby assign the value of $-\pi/2$ degrees to $\hat{\phi}_{2T}(n)$. Conversely, for a complex number with a negative or zero imaginary

TI-29547

PATENT

portion, then to maximize the number by multiplying times one of the multiplicands in terms of the term $e^{j\phi}$ the complex number must be multiplied times j . Thus, in the context of Figure 8, if the complex dot product from block 120, after summing with the threshold κ_{add} by adder 134, has a negative or zero imaginary value, then the product $\text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) e^{j\phi(n)} \right\}$ is maximized when $\phi_2(n) = \pi/2$, and indeed
 5 decision block 134 passes flow to block 138 in this case to thereby assign the value of $\pi/2$ degrees to $\hat{\phi}_{2,T}(n)$. Thus, the preceding demonstrates that Equation 22 is generally maximized by block 100₁ when n is odd, but again with the added ability to offset this determination in view of the relative value of the feedback error rate, ϵ .

Concluding the discussion of block 100₁, each value of $\hat{\phi}_{2,T}(n)$ determined by block 128 or 130
 10 for an even slot n or by block 138 or block 140 for an odd slot n is connected to an input of two-slot averaging block 132. Block 132 operates to produce, as its output value $\hat{w}_{2,T}(n)$, the average of the two most recently-received values of $\hat{\phi}_{2,T}(n)$ and $\hat{\phi}_{2,T}(n-1)$. Accordingly, this averaging technique approximates the operation of base station 12 in that it averages in response to two successive beamformer coefficients as described earlier with respect to Equation 17. Further, with respect to block
 15 100₁, its operation has now shown why the preferred embodiment was introduced earlier to use a type of beamformer verification identified as two rotating hypothesis testing. Specifically from Figure 8, it may be seen that for each slot n , one of two hypotheses are tested, that is, for an even slot n , the two hypotheses correspond to $\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \{0, \pi\}$, and for an odd slot n , the two hypotheses correspond to $\hat{\phi}_{2,T}(n) \in \left\{ \frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right\}$. Further, the testing is said to rotate in that it alternates between each set of two
 20 hypotheses according to whether n is odd or even.

Figure 9 illustrates a block diagram of a second implementation of a beamformer verification block 100₂ that also may be implemented as beamformer verification block 100 from Figure 7. Block 100₂ operates according to a four hypothesis single shot testing as apparent later and produces an estimated value designated $\hat{w}_{2,T}(n)$, which relates the value $\hat{\theta}^{(m)}$ in the following Equation 30.

25

$$\max_{m \in M} \left(\text{real} \left\{ y^H(n) b_2(n) e^{j\hat{\theta}^{(m)}} \right\} + \mu(m) \right)$$

Equation 30

TI-29547

PATENT

where m is the indexing, $M \in \{1, 2, 3, 4\}$ is the index set of the allowable $\hat{\theta}^{(m)}$ values, $\mu(m)$ is a threshold parameter depending upon m , and where $\hat{\theta}^{(1)} = \frac{\pi}{4}$, $\hat{\theta}^{(2)} = \frac{3\pi}{4}$, $\hat{\theta}^{(3)} = \frac{-3\pi}{4}$, and $\hat{\theta}^{(4)} = \frac{-\pi}{4}$. Block 100₂ shares some components with block 100₁ of Figure 8 and described earlier, and

for such components like reference numbers are carried forward from Figure 8 into Figure 9; thus, briefly addressing those items, they include the same input values $y(n)$, $\hat{a}_{2,n}$, and $\phi_2(n)$, and the vector formation block 112 that determines the vector elements of $b_2(n)$ as well as the complex dot product block 114 which produces the result shown above in Equation 23. The remaining aspects of block 100₂ differ in various manners from block 100₁, as further detailed below.

The dot product from block 114 is connected via its output as a first multiplicand to four different multipliers 150, 152, 154, and 156. Further, each of multipliers 150, 152, 154, and 156 receives a respective second multiplicand $e^{j\frac{\pi}{4}}$, $e^{j\frac{3\pi}{4}}$, $e^{j\frac{-3\pi}{4}}$, and $e^{j\frac{-\pi}{4}}$. By way of explanation of these second multiplicands and introduction to the overall operation of block 100₂, block 100₂ more directly addresses the two-slot averaging performed by base station 12 described earlier with respect to Equation 17 as compared to block 100₁ of Figure 8. Further, it was demonstrated above that given an average between even and odd slots, the constellation for $\hat{\theta}^{(m)}$ is the four values in the set $\left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{-3\pi}{4}, \frac{-\pi}{4} \right\}$ as appreciated below this entire constellation is considered by block 100₂ in one parallel operation. The output of each of multipliers 150, 152, 154, and 156 is connected as an input to a respective one of real component extraction blocks 158, 160, 162, and 164, which extract the real portion of their input values and provide respective outputs as a first addend to a respective adder 166, 168, 170 and 172. Each adder 166, 168, 170 and 172 also receives a second addend from a threshold block 174.

Further with respect to threshold block 174, the value of $\phi_2(n)$ from block 52 is input to an exponential calculation block 176 which determines and outputs the value $e^{j\phi_2(n)}$. This output is connected to a two-slot averaging block 178 which therefore provides the output value $\frac{e^{j\theta(n)}}{\sqrt{2}}$ in

TI-29547

PATENT

response to two successive values, namely, $e^{j\hat{\theta}(n)}$ and $e^{j\hat{\theta}(n-1)}$, and this output is the input to threshold block 174. Further, threshold block 174, like threshold block 124 from Figure 8, is also responsive to the feedback bit error rate, ε . For block 100₂ of Figure 9, however, since its determination relative to Equation 30 is more precise by considering the four value constellation for $\hat{\theta}^{(m)}$, then further in this regard, the determination of the threshold from block 174 is more complex. Specifically, threshold block 174 determines the actual value of $\mu(m)$ from Equation 30, in response to ε , and based on the corresponding value of $\theta(n)$, as shown in the following Table 4:

$\mu(m) = \frac{\sigma^2}{\sqrt{2}} \ln \rho_m(\theta(n))$, $m=1,2,3,4$				
	$\theta(n) = \frac{\pi}{4}$	$\theta(n) = \frac{3\pi}{4}$	$\theta(n) = \frac{-3\pi}{4}$	$\theta(n) = \frac{-\pi}{4}$
$\rho_1(\theta(n))$	$(1-\varepsilon)^2$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	ε^2	$\varepsilon(1-\varepsilon)$
$\rho_2(\theta(n))$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	$(1-\varepsilon)^2$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	ε^2
$\rho_3(\theta(n))$	ε^2	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	$(1-\varepsilon)^2$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$
$\rho_4(\theta(n))$	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	ε^2	$\varepsilon(1-\varepsilon)$	$(1-\varepsilon)^2$

Table 4

Further from Table 4, the appropriate value is determined based on m and is provided to the one of adders 166, 168, 170 and 172 corresponding to the same value for $\theta(n)$. For example, for a given value of m and for $\theta(n) = \frac{\pi}{4}$, the determined threshold, $\mu(m)$ is provided to adder 166. In any event, each value $\mu(m)$ is summed with the corresponding outputs from real component extraction blocks 158, 160, 162, and 164.

TI-29547

PATENT

The output of each of adders 166, 168, 170 and 172 is connected as an input to a maximum detection and correlation circuit 180. As further detailed below, circuit 180 determines the largest of its four inputs, and then selects the value of $\theta(n)$ that correlates to that value. For example, if the maximum input is from adder 166, then circuit 180 detects that value and correlates the value of $\theta(n) = \frac{\pi}{4}$ to that maximum value. Similarly, therefore, one skilled in the art will appreciate the comparable correlation by circuit 180 of $\theta(n) = \frac{3\pi}{4}$ to a maximum value from adder 168, or of $\theta(n) = \frac{-3\pi}{4}$ to a maximum value from adder 170, or of $\theta(n) = \frac{-\pi}{4}$ to a maximum value from adder 172. In any event, the correlated value of $\theta(n)$ is then output by block 100₂ as the value $\hat{w}_{2,T}(n)$.

An additional detailed explanation of the operation of block 100₂ should not be necessary to facilitate the understanding of such operation by one skilled in the art given the many preceding discussions of comparable blocks, the operational description above of the various blocks within block 100₂, and the terms in Equation 30. Briefly, therefore, the output of dot product block 114 is multiplied times each possible value of $\theta(n)$ by multipliers 150, 152, 154, and 156, and the real portion of the result of each multiplication is extracted thereby providing the term $\text{real} \left\{ \sum^n (n) b_2 e^{j\theta(n)} \right\}$ from Equation 30. In addition, the operation of threshold adjustments by block 174 and the respective adders is comparable to that described earlier with respect to block 100₁, and is further shown in that Equation 30 includes the added term of $\mu(m)$. Lastly, block 180 selects the maximum solution, as is the goal of Equation 30.

Concluding the discussion of block 100₂, an embodiment is provided to solve Equation 30, but it is noted that it is relatively more complex than that of block 100₁ in Figure 8. For example, block 100₂ requires four complex multiplications that are not required by block 100₁. On the other hand, block 100₂ directly contemplates the effects of the two-slot averaging performed by base station 12 described earlier with respect to Equation 17. Thus, one skilled in the art may select between blocks 100₁ and 100₂ in view of these considerations as well as other design factors or criteria. Finally, with respect to block 100₂ its operation has now shown why it was described before to operate as a four hypothesis single shot

TI-29547

PATENT

testing method in that, for each slot n , four hypotheses are tested in a single parallel operation, where the four hypotheses correspond to the cases of $\theta(n) = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{-3\pi}{4}, \frac{-\pi}{4} \right\}$.

From the above, it may be appreciated that the above embodiments provide a single broad range closed loop mode as a replacement to the prior art modes 1 and 2. The preferred broad range closed loop mode provides numerous advantageous. For example, the constellation rotation per slot enables $w_{2T}(n)$ to encompass an effective constellation of four possible values (i.e., 2 values/slot * 2 slots/rotation cycle = 4 values), and this in conjunction with the smoothing average filter result in an acceptable resolution along with the reduction of effective feedback delay for low to moderate channel fading rate. As another example, the broad range closed loop mode of the preferred embodiments has been simulated to provide results that match or exceed those of the prior art modes 1 and 2, but the preferred embodiment use of a single mode in place of the two prior art modes eliminates the need, and corresponding complexity and delay, associated with the prior art requirement of switching back and forth between modes 1 and 2. As still another benefit, the preceding teachings may be applied to a base station with a number of antennas x greater than two antennas; in this case, again a first value $w_1(n)$ may be normalized while user station 14 determines the values of $\phi(n)$ for each of the other x antennas, and a corresponding weight is assigned to each of those values and fed back to the base station. Again, the determination of $\phi(n)$ would be made to maximize instantaneous power which may be derived as an extension of Equation 6. As yet another example, the preferred broad range closed loop mode may be combined with the prior art mode 3 to accommodate the full Doppler fading range in Table 1. As yet another example of the illustrated benefits, alternative methods for beamformer verification have been provided. As a final example, the present teachings may apply to systems other than CDMA, which by way of example could include time division multiple access ("TDMA") and orthogonal frequency division multiplexing ("OFDM"). Indeed, while the present embodiments have been described in detail, various additional substitutions, modifications or alterations could be made to the descriptions set forth above without departing from the inventive scope which is defined by the following claims.

TI-29547

PATENT

CLAIMS

1. A wireless communication system, comprising:
a user station comprising:
despreading circuitry for receiving and despreading a plurality of slots received from at least a first transmit antenna and a second transmit antenna at a transmitting station, wherein each of the
5 plurality of slots comprises a first channel comprising a first set of pilot symbols and a second channel comprising a second set of pilot symbols;
circuitry for measuring a first channel measurement for each given slot in the plurality of slots from the first transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot;
circuitry for measuring a second channel measurement for each given slot in the
10 plurality of slots from the second transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot; and
circuitry for measuring a phase difference value for each given slot in the plurality of slots in response to the first channel measurement and the second channel measurement for the given slot and in response to a ninety degree rotation of the given slot relative to a slot which was received by the
15 despreading circuitry immediately preceding the given slot.
2. The wireless communication system of claim 1 wherein the user station further comprises circuitry for transmitting at least one weight value representative of the phase difference value to the transmitting station so that the transmitting station may operate to transmit at least one additional slot to the user station by weighting symbols in the at least one additional slot in response to the at least
5 one weight value.
3. The wireless communication system of claim 2:
wherein the first set of pilot symbols comprises unweighted symbols; and
wherein the second set of pilot symbols comprises weighted symbols.

TI-29547

PATENT

4. The wireless communication system of claim 3:
wherein the circuitry for measuring a phase difference value is operable with respect to a first slot in the plurality of slots, in a first instance, to measure the phase difference value in response to a whether a real portion of a complex dot product responsive to the first channel measurement and the second channel measurement is greater than or equal to zero; and
5 wherein the circuitry for measuring a phase difference value is operable with respect to a second slot in the plurality of slots, in a second instance immediately following the first slot, to measure the phase difference value in response to whether an imaginary portion of a complex dot product responsive to the first channel measurement and the second channel measurement is less than or equal to zero.
5. The wireless communication system of claim 3 wherein the user station further comprises beamformer verification circuitry for estimating, for each given slot in the plurality of slots, a phase difference weight value as applied to the weighted symbols of the given slot transmitted on the second transmit antenna by the transmitting station.
6. The wireless communication system of claim 5:
wherein the weighted symbols for each given slot comprise weighted pilot symbols; and
wherein the beamformer verification circuitry estimates the phase difference weight value, for each given slot in the plurality of slots, in response to the weighted pilot symbols for the given slot and in
5 response to a product responsive to the second channel measurement and the second set of pilot symbols received from the second transmit antenna for the given slot.
7. The wireless communication system of claim 6 wherein the product is responsive to the second channel measurement in that the product is responsive to a weighting of the second channel measurement for the given slot and further in response to weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received before the given slot and weighted ones of the second
5 channel measurement for a plurality of slots received after the given slot.
8. The wireless communication system of claim 7:
wherein the user station further comprises circuitry for storing a measured phase difference value for a given slot; and

TI-29547

PATENT

5 wherein the beamformer verification circuitry estimates the phase difference weight value, for a slot in the plurality of slots immediately following the given slot, further in response to a probability of feedback error and the stored measured phase difference value.

9. The wireless communication system of claim 6:

5 wherein the beamformer verification circuitry is further operable with respect to a first slot in the plurality of slots, and in a first instance, to estimate a first phase difference weight value as applied to the weighted symbols in the first slot, in response to maximizing an a posteriori detecting probability in response to one of two phase difference values consisting of a first phase difference value and a second phase difference value; and

10 wherein the beamformer verification circuitry is operable with respect to a second slot in the plurality of slots, and in a second instance following the first instance, to estimate a second phase difference weight value as applied to the weighted symbols in the second slot, in response to maximizing the a posteriori detecting probability in response to one of two phase difference values consisting of a third phase difference value and a fourth phase difference value; and

wherein the third and fourth phase difference values differ from the first and second phase difference values.

10. The wireless communication system of claim 9:

5 wherein the beamformer verification circuitry estimates the phase difference weight value, for each given slot in the plurality of slots, in response to a complex dot product of the weighted pilot symbols for the given slot with a product responsive to the second channel measurement and the weighted pilot symbols received from the second transmit antenna for the given slot;

wherein the beamformer verification circuitry is operable to estimate the second phase difference weight value in response to a whether a real portion of the complex dot product is greater than or equal to zero; and

10 wherein the beamformer verification circuitry is operable to estimate the first phase difference weight value in response to a whether an imaginary portion of the complex dot product is less than or equal to zero.

TI-29547

PATENT

11. The wireless communication system of claim 10 wherein the beamformer verification circuitry is operable to estimate the phase difference weight value as an average of the first phase difference weight value with the second phase difference weight value.

12. The wireless communication system of claim 11 wherein the product is responsive to the second channel measurement in that the product is responsive to a weighting of the second channel measurement for the given slot and further in response to weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received before the given slot and weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received after the given slot.

13. The wireless communication system of claim 12:
wherein the user station further comprises circuitry for storing a measured phase difference value for a given slot; and
wherein the beamformer verification circuitry estimates the phase difference weight value, for a slot in the plurality of slots immediately following the given slot, further in response to a probability of feedback error and the stored measured phase difference value.

14. The wireless communication system of claim 10:
wherein the user station further comprises circuitry for determining a channel estimate for slots received from the first transmit antenna and the second transmit antenna and corresponding to a same time slot, wherein the channel estimate is determined in response to a sum of a first addend with a second addend;
wherein the first addend comprises a first product responsive to the second channel measurement and the second phase difference weight value;
wherein the second phase difference value is normalized with respect to the first phase difference weight value; and
wherein the second addend comprises a second product responsive to the first channel measurement and the first phase difference weight value.

15. The wireless communication system of claim 14 wherein the user station further comprises maximal ratio combining circuitry for processing the slots received from the first transmit

TI-29547

PATENT

antenna and the second transmit antenna and corresponding to a same time slot in response to the channel estimate.

16. The wireless communication system of claim 14:

wherein the first product is responsive to the second channel measurement in that the first product is responsive to a weighting of the second channel measurement for the given slot and further in response to weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received before the
5 given slot and weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received after the given slot; and

wherein the second product is responsive to the first channel measurement in that the product is responsive to a weighting of the first channel measurement for the given slot and further in response to weighted ones of the first channel measurement for a plurality of slots received before the given slot and
10 weighted ones of the first channel measurement for a plurality of slots received after the given slot.

17. The wireless communication system of claim 15 wherein the user station further comprises maximal ratio combining circuitry for processing the slots received from the first transmit antenna and the second transmit antenna and corresponding to a same time slot in response to the channel estimate.

18. The wireless communication system of claim 6 wherein the beamformer verification circuitry is further operable with respect to each given slot in the plurality of slots to estimate the phase difference weight value as applied to the weighted symbols in the given slot, in response to maximizing an a posteriori detecting probability in response to one of four different phase difference values.

19. The wireless communication system of claim 18:

wherein the beamformer verification circuitry estimates the phase difference weight value, for each given slot in the plurality of slots, further in response to a complex dot product of the weighted pilot symbols for the given slot with a product responsive to the second channel measurement and the
5 weighted pilot symbols received from the second transmit antenna for the given slot;

wherein the beamformer verification circuitry further comprises circuitry for multiplying each of the one of four different phase difference values as a corresponding multiplicand times the product; and

TI-29547

PATENT

wherein the beamformer verification circuitry further estimates the phase difference weight value as the corresponding multiplicand that results in a largest product.

20. The wireless communication system of claim 19 wherein the product is responsive to the second channel measurement in that the product is responsive to a weighting of the second channel measurement for the given slot and further in response to weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received before the given slot and weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received after the given slot.

21. The wireless communication system of claim 20:
wherein the user station further comprises circuitry for storing a measured phase difference value for a given slot; and
wherein the beamformer verification circuitry estimates the phase difference weight value, for a slot in the plurality of slots immediately following the given slot, further in response to a probability of feedback error and the stored measured phase difference value.

22. The wireless communication system of claim 19:
wherein the user station further comprises circuitry for determining a channel estimate for slots received from the first transmit antenna and the second transmit antenna and corresponding to a same time slot, wherein the channel estimate is determined in response to a sum of a first addend with a second addend;

wherein the first addend comprises a first product responsive to the second channel measurement and the second phase difference weight value;
wherein the second phase difference value is normalized with respect to the first phase difference weight value; and
wherein the second addend comprises a second product responsive to the first channel measurement and the first phase difference weight value.

23. The wireless communication system of claim 22 wherein the user station further comprises maximal ratio combining circuitry for processing the slots received from the first transmit

T1-29547

PATENT

antenna and the second transmit antenna and corresponding to a same time slot in response to the channel estimate.

24. The wireless communication system of claim 22:

wherein the first product is responsive to the second channel measurement in that the first product is responsive to a weighting of the second channel measurement for the given slot and further in response to weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received before the given slot and weighted ones of the second channel measurement for a plurality of slots received after the given slot; and

wherein the second product is responsive to the first channel measurement in that the product is responsive to a weighting of the first channel measurement for the given slot and further in response to weighted ones of the first channel measurement for a plurality of slots received before the given slot and weighted ones of the first channel measurement for a plurality of slots received after the given slot.

25. The wireless communication system of claim 24 wherein the user station further comprises maximal ratio combining circuitry for processing the slots received from the first transmit antenna and the second transmit antenna and corresponding to a same time slot in response to the channel estimate.

26. The wireless communication system of claim 1 wherein the first channel measurement, the second channel measurement, and the phase difference values are measured in a first closed loop mode of operation in response to a first rate of Doppler fading, and wherein the user station further comprises circuitry for operating in a second closed loop mode of operation in response to a second rate of Doppler fading.

27. The wireless communication system of claim 26 wherein the user station further comprises circuitry for transmitting, in the second closed loop mode, both amplitude and phase correction bits to the transmitting station so that the transmitting station may operate to transmit at least one additional slot to the user station in response to the amplitude and phase correction bits.

TI-29547

PATENT

28. The wireless communication system of claim 3 and further comprising the transmitting station, wherein the transmitting station comprises:

circuitry for weighting symbols to form weighted symbols in response to a feedback channel weight value responsive to the at least one weight value; and

5 circuitry for transmitting the weighted symbols in a slot to the user station.

29. The wireless communication system of claim 3 and further comprising the transmitting station, wherein the transmitting station comprises:

circuitry for weighting symbols to form weighted symbols in response to a feedback channel weight value responsive to an average of two weight values communicated from the user station to the transmitting station in response to two slots received by the user station over two successive time slots; and

circuitry for transmitting the weighted symbols in a slot to the user station.

30. The wireless communication system of claim 1 wherein the user station comprises a WCDMA user station.

TI-29547

PATENT

31. A wireless communication system, comprising:
a user station comprising:

despreading circuitry for receiving and despreading a plurality of slots received from at least a first transmit antenna and a second transmit antenna at a transmitting station, wherein each of the plurality of slots comprises a first channel comprising a first set of pilot symbols and a second channel comprising a second set of pilot symbols;

circuitry for measuring a first channel measurement for each given slot in the plurality of slots from the first transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot;

circuitry for measuring a second channel measurement for each given slot in the plurality of slots from the second transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot;

circuitry for measuring a phase difference value for each given slot in the plurality of slots in response to the first channel measurement and the second channel measurement for the given slot and in response to a predetermined degree rotation of the given slot relative to a slot which was received by the despreading circuitry immediately preceding the given slot; and

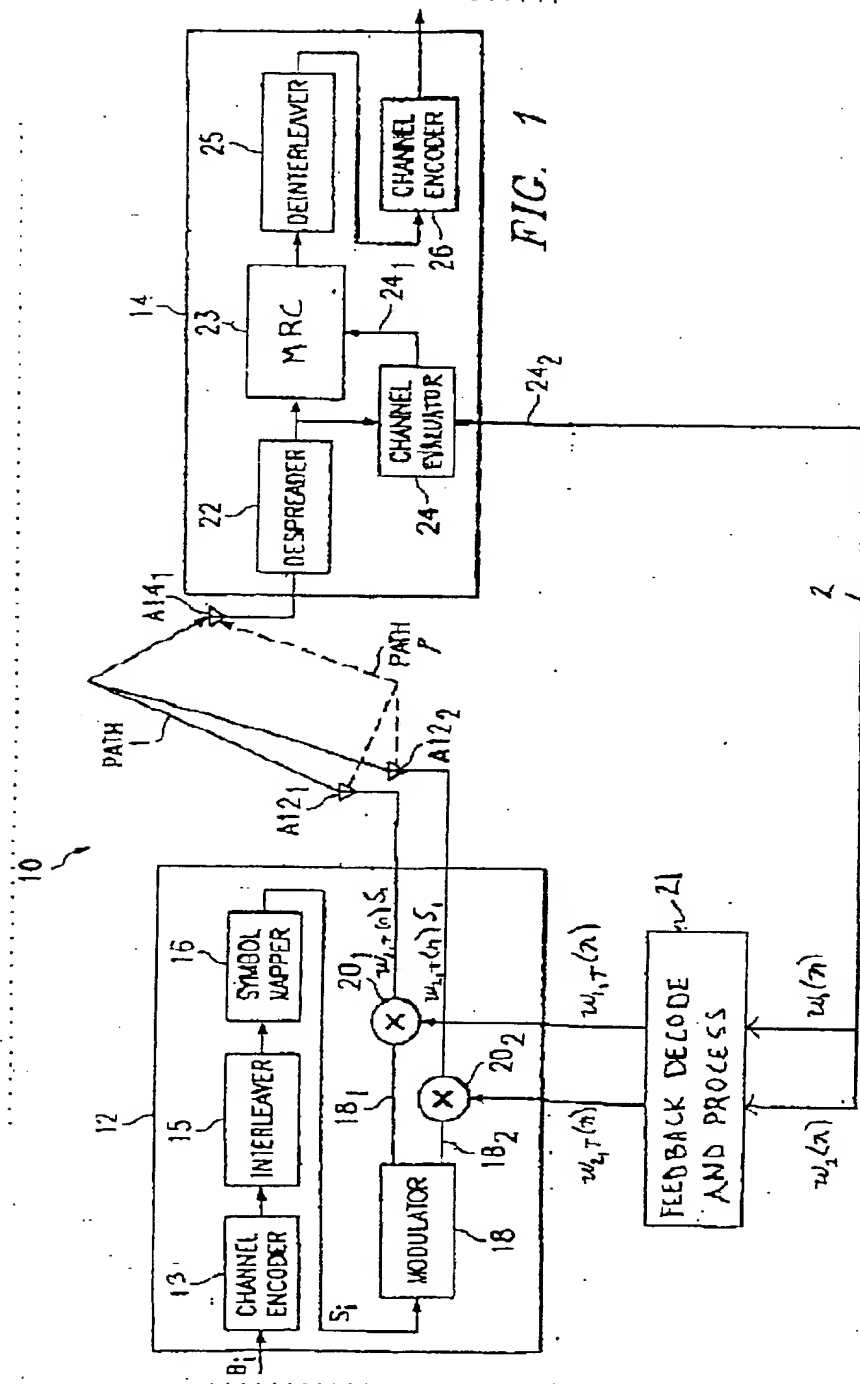
beamformer verification circuitry for estimating, for each given slot in the plurality of slots, a phase difference weight value as applied to the first set of pilot symbols of the given slot transmitted on the second transmit antenna by the transmitting station.

TI-29547

PATENT

32. A method of operating a wireless communication system, comprising the steps of:
- receiving and despreading a plurality of slots received from at least a first transmit antenna and a second transmit antenna at a transmitting station, wherein each of the plurality of slots comprises a first channel comprising a first set of pilot symbols and a second channel comprising a second set of pilot symbols;
- 5 for measuring a first channel measurement for each given slot in the plurality of slots from the first transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot;
- measuring a second channel measurement for each given slot in the plurality of slots from the second transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot; and
- 10 measuring a phase difference value for each given slot in the plurality of slots in response to the first channel measurement and the second channel measurement for the given slot and in response to a ninety degree rotation of the given slot relative to a slot which was received by the despreading circuitry immediately preceding the given slot.

* * * * *



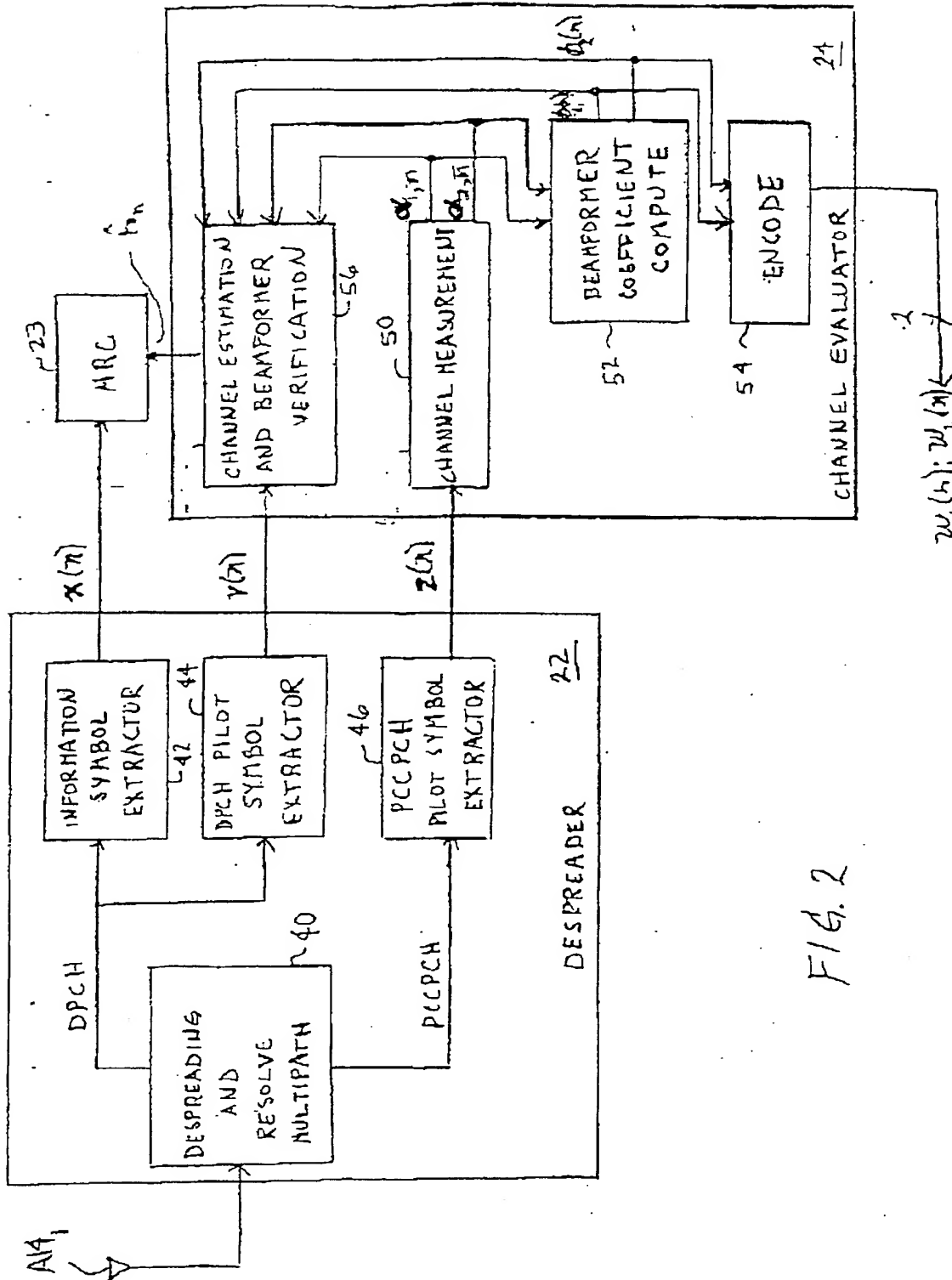


FIG. 2

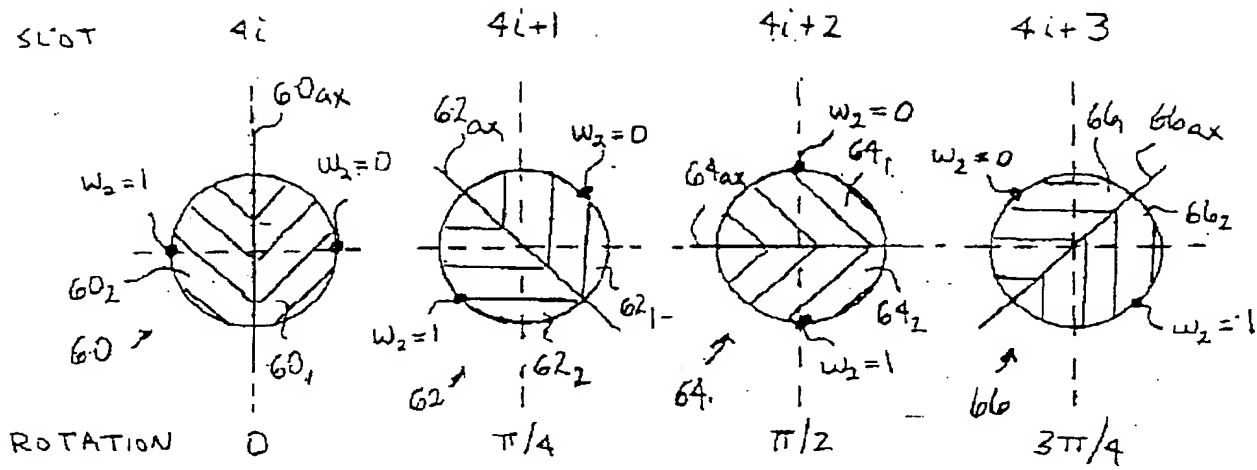


FIG. 4 (PRIOR ART)

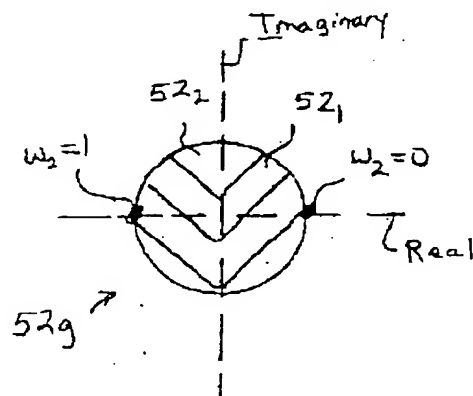


FIG. 3 (PRIOR ART)

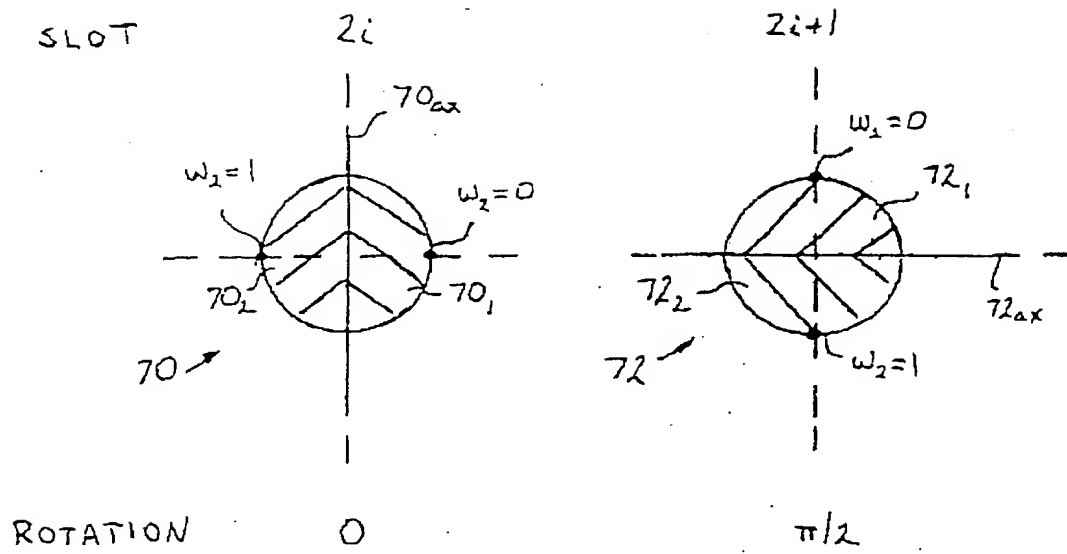


FIG. 5

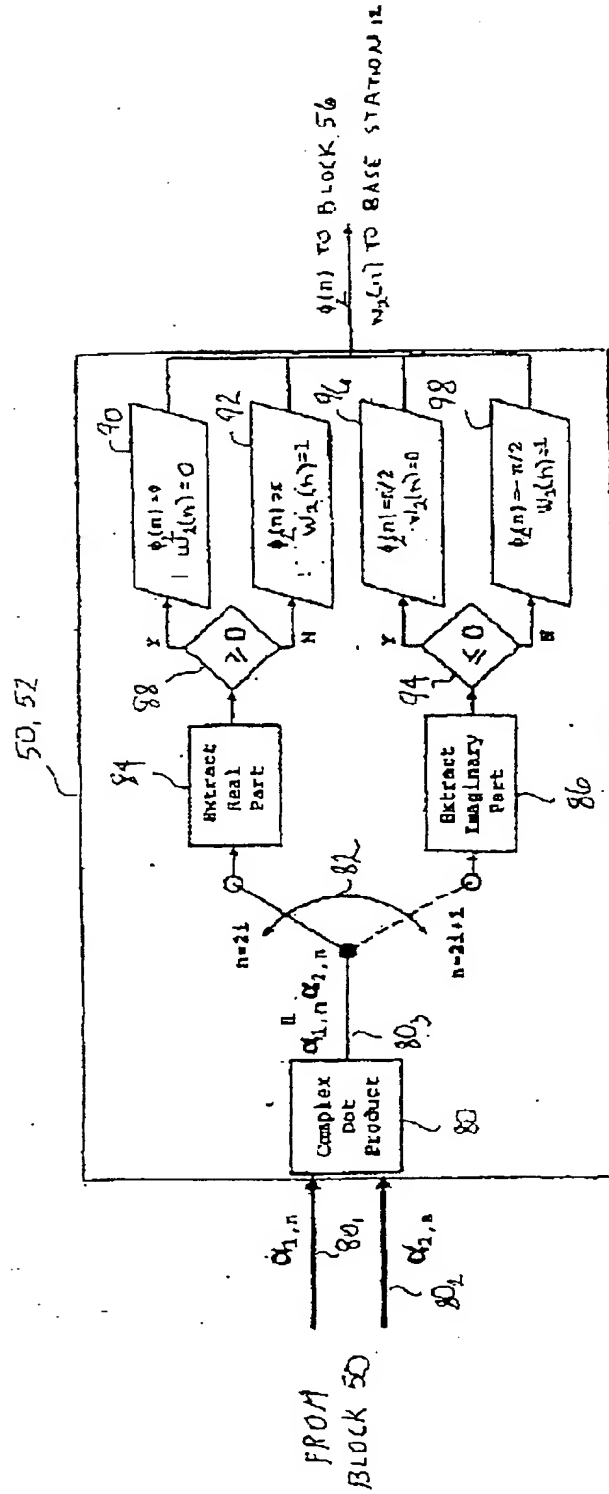


FIG. 6

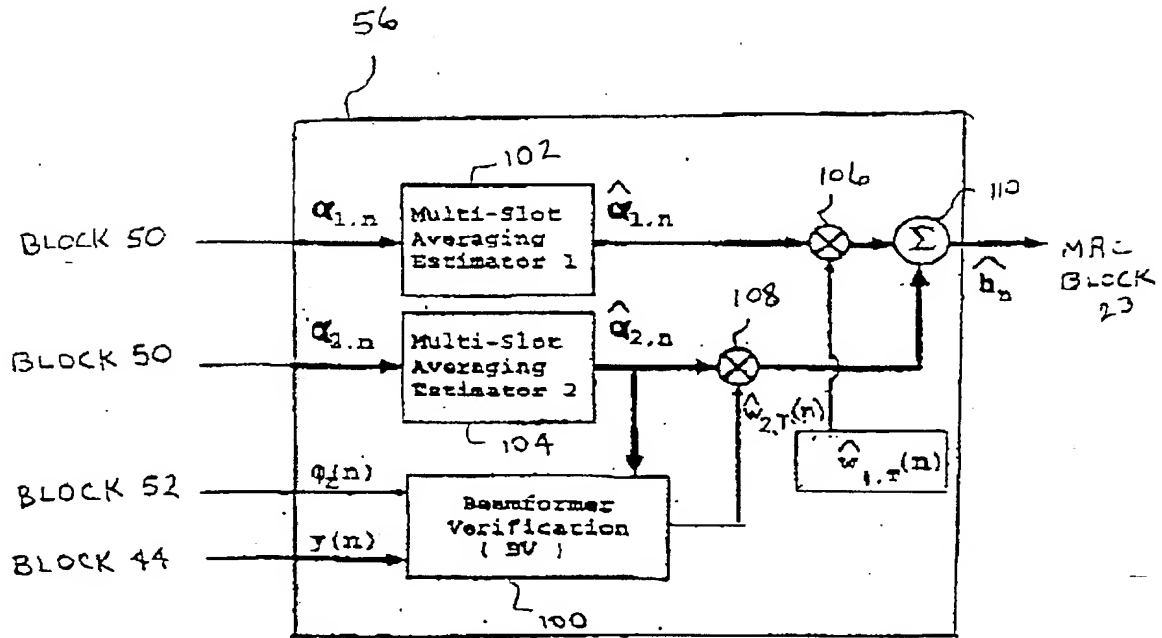


FIG. 7

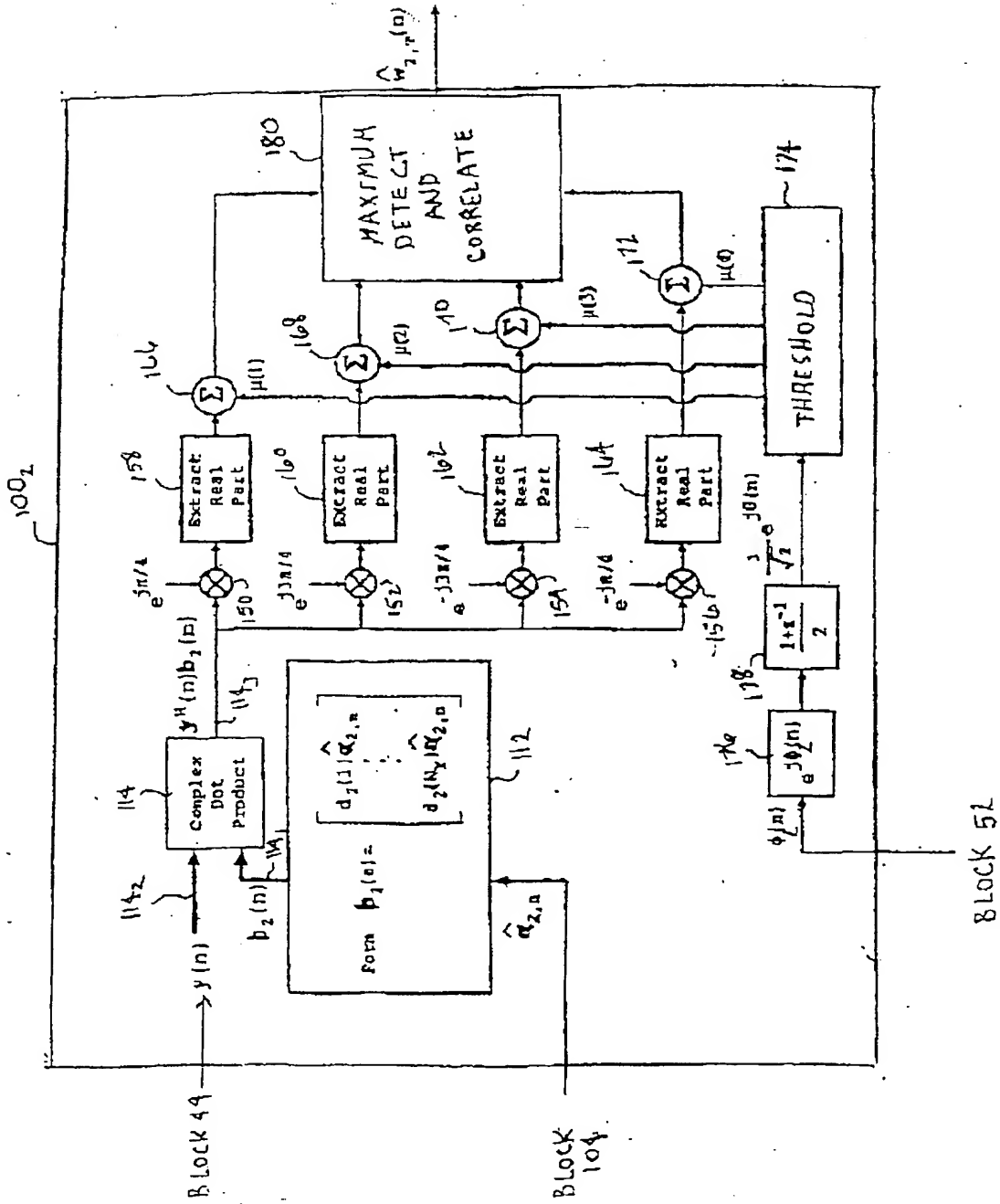


FIG. 9

1 Abstract

Code Division Multiple Access Wireless System With Closed Loop Mode Using Ninety Degree Phase Rotation And Beamformer Verification

ABSTRACT OF THE DISCLOSURE

A wireless communication system (10). The system comprises a user station (12). The user station comprises despreading circuitry (22) for receiving and despreading a plurality of slots received from at least a first transmit antenna (A12₁) and a second transmit antenna (A12₂) at a transmitting station (14). Each of the plurality of slots comprises a first channel (DPCH) comprising a first set of pilot symbols and a second channel (PCCPCH) comprising a second set of pilot symbols. The user station further comprises circuitry (50) for measuring a first channel measurement (α_{1n}) for each given slot in the plurality of slots from the first transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot. The user station further comprises circuitry (50) for measuring a second channel measurement (α_{2n}) for each given slot in the plurality of slots from the second transmit antenna and in response to the first set of pilot symbols in the given slot. The user station further comprises circuitry (52) for measuring a phase difference value ($\phi_2(n)$) for each given slot in the plurality of slots in response to the first channel measurement and the second channel measurement for the given slot and in response to a ninety degree rotation of the given slot relative to a slot which was received by the despreading circuitry immediately preceding the given slot.

2 Representative Drawing

Fig. 1